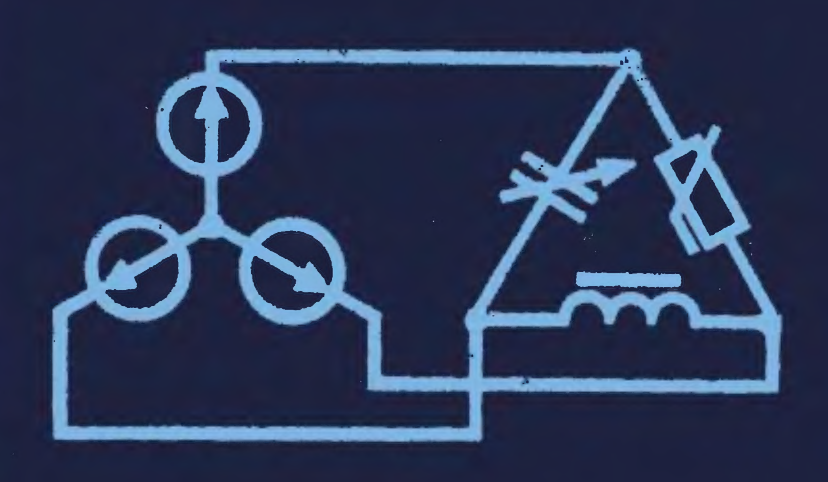
А.С.Касаткин
М.В.Немцов

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Для студентов вузов



А. С. КАСАТКИН, М. В. НЕМЦОВ

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Четвертое, переработанное издание

Допущено Министерством высшего и среднего специального образования СССР в качестве учебного пособия для студентов неэлектротехнических специальностей вузов

Москва Энергоатомиздат 1983

ББК 31.21
К28
УДК 621.3(075.8)

Рецензенты: Кафедра теоретических основ электротехники и электрических измерений Ивановского энергетического института и В. Д. Нагорский

Касаткин А. С., Немцов М. В.

К28 Электротехника: Учеб. пособие для вузов. — 4-е изд., перераб. — М.: Энергоатомиздат, 1983. — 440 с., ил.

В пер.: 1 р. 30 к.

Содержатся основные положения теории электрических цепей, основы промышленной электроники, электрические измерения, описание устройства и рабочих свойств электрических машин; сведения об электроприводе и электрической аппаратуре. По отношению к предыдущему, третьему изданию, вышедшему в 1974 г., существенно переработаны разделы основ промышленной электроники, электрических измерений и электрических машин.

Для студентов неэлектротехнических специальностей высших учебных заведений. Может быть использована также для самообразования и для повышения квалификации инженерно-технического персонала.

К $\frac{2302000000\text{-}055}{051(01)\text{-}83}$ 123-83 ББК 31.21 6П2.1

АЛЕКСАНДР СЕРГЕЕВИЧ КАСАТКИН,
МИХАИЛ ВАСИЛЬЕВИЧ НЕМЦОВ

ЭЛЕКТРОТЕХНИКА

Редакторы Б. Я. Жуховицкий и В. Н. Грасевич
Редактор издательства И. В. Антик
Художественный редактор В. А. Гозак
Технический редактор А. С. Давыдова
Корректор З. Б. Драновская
ИБ № 2577

Сдано в набор 11.06.82. Подписано в печать 10.12.82. Т-20965. Формат 60×90 1/16. Бумага типографская № 3. Гарнитура литературная. Печать высокая. Усл. печ. л. 27,5. Усл. кр.-отт. 27,5. Уч.-изд. л. 32,61. Тираж 240 000 экз. Заказ 485. Цена 1 р. 30 к.

Энергоатомиздат, 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Ордена Октябрьской Революции, ордена Трудового Красного Знамени Ленинградское производственно-техническое объединение «Печатный Двор» имени А. М. Горького Союзполиграфпрома при Государственном комитете СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. 197136, Ленинград, П-136, Чкаловский пр., 15.

ПРЕДИСЛОВИЕ К ЧЕТВЕРТОМУ ИЗДАНИЮ

Настоящее учебное пособие предназначено для изучения курса «Электротехника» студентами неэлектротехнических специальностей вузов. Его содержание соответствует действующей типовой программе курса, утвержденной учебно-методическим управлением по высшему образованию Минвуза СССР в 1975 г. В зависимости от имеющихся специальностей, принятой методики изложения и рабочих программ различных вузов последовательность изложения тем и степень их детализации могут варьироваться.

Курс «Электротехника» служит для общеинженерной подготовки студентов и создания условий при изучении последующих специальных дисциплин, связанных с автоматизацией технологических процессов, электроснабжением и оборудованием соответствующих отраслей.

Книга написана на основе учебного пособия «Электротехника» А. С. Касаткина, последнее, третье издание которого было опубликовано в 1974 г. Работа над новым изданием учебного пособия после кончины Александра Сергеевича Касаткина была начата по инициативе Энергоатомиздата и поддержана Научно-методическим советом по электротехнике.

В книге в основном сохранена последовательность изложения тем. При ее переработке часть материала, не рекомендованного типовой программой, была сокращена, например высоковольтные выключатели (гл. 17), заменена, например барабанный якорь вместо кольцевого (гл. 13), или исключена — главным образом разделы, дублирующие курс физики. Включены новые разделы — гл. 9, 11, существенно переработаны гл. 2, 5, 7 и 15.

При подготовке четвертого издания учтены критические замечания и отзывы рецензентов: кафедры теоретических основ электротехники и электрических измерений Ивановского энергетического института, кафедры электротехники Московского инженерно-физического института, проф. В. Д. Нагорского, а также кафедры электротехники МЭИ, руководимой заслуженным деятелем науки и техники, проф. В. Г. Герасимовым, заведующего кафедрой электротехники МИТХТ им. М. В. Ломоносова проф. А. В. Нетушила и других членов Научно-методического совета по электротехнике.

Выпуску книги в значительной степени способствовала работа редакторов доц. Б. Я. Жуховицкого, сделавшего множество ценных замечаний и советов по содержанию гл. 1—12, и доц. В. Н. Грасевича (гл. 13—17).

Отзывы и пожелания просьба направлять по адресу: 113114, Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10, Энергоатомиздат.

М. В. Немцов

ВВЕДЕНИЕ

Электротехника есть наука о техническом (т. е. практическом, прикладном) использовании электрических и магнитных явлений; часто это же наименование дают и соответствующей отрасли техники. Большое значение электротехники для современной промышленности и быта объясняется тем, что средствами электротехники эффективно и относительно просто получают и передают электроэнергию (электроэнергетика), преобразуют ее в другие формы энергии — механическую (электрификация механических процессов), тепловую, химическую, световую (электрификация технологических процессов), а также решают вопросы передачи и преобразования сигналов и информации (электротехника связи).

Исключительные перспективы развития электротехники были оценены основоположниками марксизма у колыбели этой новой тогда отрасли техники. В 1850 г. К. Маркс, обращаясь к В. Либкнехту, отмечал: «... царствование его величества пара, перевернувшего мир в прошлом столетии, кончилось; на его место станет неизмеримо более революционная сила — электрическая искра .... Необходимым следствием экономической революции будет революция политическая, так как вторая является лишь выражением первой». В. И. Ленин еще задолго до Великой Октябрьской социалистической революции в своих работах многократно возвращался к перспективам электрификации при социализме.

Электрификацией принято называть широкое использование электрической энергии в промышленности и в быту. В программе КПСС сказано: «Электрификация, являющаяся стержнем строительства экономики коммунистического общества, играет ведущую роль в развитии всех отраслей народного хозяйства, в осуществлении всего современного технического прогресса». Основой электрификации является развитие электроэнергетики страны.

Электроэнергетика Советского Союза в результате выполнения 9-го и 10-го пятилетних планов (1971—1980 гг.) стала могущественным техническим основанием для построения материальной базы коммунистического общества. К началу 1981 г. общая мощность электростанций достигла 267 млн. кВт, а производство электроэнергии в 1980 г. — 1825 млрд. кВт·ч.

Планом 11-й пятилетки (1981—1985 гг.) предусмотрено довести выработку электроэнергии в 1985 г. до 1550 млрд. кВт·ч, в том числе на атомных электростанциях — до 220—225 млрд. кВт·ч и на гидроэлектростанциях — до 235 млрд. кВт·ч.

Характерной особенностью развития электроэнергетики на современном этапе является увеличение мощности отдельных тепловых электростанций до 4—6 млн. кВт с применением турбогенераторов

мощностью 1—1,5 млн. кВт, а также опережающее развитие атомной энергетики, особенно в европейской части СССР, с применением реакторов единичной мощности 1—1,5 млн. кВт.

Относительное уменьшение роли гидроэлектрических станций объясняется тем, что при их строительстве каждый киловатт установленной мощности обходится дороже, чем на равной по мощности тепловой электростанции. Кроме того, для строительства гидроэлектростанций требуется больше времени.

Для централизации снабжения народного хозяйства электроэнергией электростанции объединяются в энергетические системы, охватывающие огромные регионы. В настоящее время линии высокого напряжения объединяют большинство электростанций СССР в Единую энергетическую систему (ЕЭС). Энергетическое объединение «Мир» соединяет электростанции Польши, Чехословакии, ГДР, Венгрии, Румынии, Болгарии и Львовэнерго Украинской ССР. Такие объединения дают возможность распределять нагрузку между станциями наиболее целесообразно.

Успешное решение электроэнергетических задач позволяет осуществить комплексную электрификацию всего народного хозяйства. В настоящее время практически завершилась электрификация силового оборудования промышленности. К началу 11-й пятилетки мощность электрооборудования в промышленности составляла примерно 85 % общей мощности установленного оборудования. В сельском хозяйстве в 1980 г. было израсходовано около 100 млрд. кВт·ч электроэнергии. Широким фронтом ведется электрификация железнодорожного транспорта. В настоящее время протяженность железных дорог, на которых используется электровозная тяга, составляет более трети их общей протяженности.

На повестку дня выдвигается задача широкой электрификации технологических процессов, в которых электрическая энергия непосредственно участвует в обработке предмета труда: электросепарация, электросмешивание, электрические методы извлечения металлов из руд и т. д. Электрификация технологических процессов позволяет во многих случаях упростить многооперационные неэлектрифицированные технологические процессы и создает благоприятные условия для автоматизации производства. Однако сдерживающим фактором на пути электрификации технологических процессов является их энергоемкость. Следовательно, внедрение прогрессивных технологических процессов требует развития электроэнергетики.

Электрическая энергия нужна не только для совершенствования технологических процессов, но и для получения и преобразования информации о процессах. Последнее служит основой разнообразных автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУТП). Благодаря успехам приборостроения в современных АСУТП для преобразования информации широко применяются управляющие электронные вычислительные машины.

Постоянно растет расход электрической энергии для электрификации быта и сферы услуг.

Для разрешения противоречия между потребностями народного хозяйства в дешевой электроэнергии и возможностями традиционных способов получения электроэнергии на тепловых и гидравлических электростанциях необходимы коренные изменения принципов ее получения. Известный шаг в этом направлении позволяют сделать атомные электростанции. В перспективе можно ожидать положительных результатов производства электроэнергии на базе МГД-генератора и управляемого термоядерного синтеза.

Даже из приведенного краткого обзора видно, какой большой путь прошла наша страна, осуществляя ленинские идеи электрификации, и какие грандиозные задачи выдвигают перспективы ее дальнейшего развития.

ГЛАВА ПЕРВАЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

1.1. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Систематическое исследование электрических явлений и их практических приложений исторически началось с изучения свойств не изменяющегося во времени тока — постоянного тока на рубеже XVIII—XIX вв. Этому способствовали наличие и доступность источников электрической энергии постоянного тока — сначала гальванических элементов (А. Вольта, 1745—1827), позднее аккумуляторов, а также первые успехи применения электричества для освещения (П. Н. Яблочков, 1847—1894), электролиза и гальванопластики (Б. С. Якоби, 1801—1874).

Экспериментальное исследование свойств постоянного тока позволило выявить и обосновать ряд закономерностей и понятий (А. М. Ампер, 1775—1836; Г. С. Ом, 1787—1854; Ш. О. Кулон, 1736—1806 и др.). Дальнейшие исследования (М. Фарадей, 1791—1867; Э. Х. Ленц, 1804—1865; Д. Генри, 1797—1878; В. Сименс, 1816—1892; Д. П. Джоуль, 1818—1889; В. Э. Вебер, 1804—1891; Д. К. Максвелл, 1831—1879; Г. Р. Герц, 1857—1894 и др.) показали, что большинство закономерностей, первоначально полученных при анализе цепей постоянного тока, являются фундаментальными законами электротехники.

Термином *электротехническое устройство* принято называть промышленное изделие, предназначенное для выполнения определенной функции при решении комплексной проблемы производства, распределения, контроля, преобразования и использования электрической энергии. Электротехнические устройства постоянного тока весьма разнообразны, например аккумулятор, линия передачи энергии, амперметр, реостат. Постоянный ток применяется при электрохимическом получении алюминия, на городском и железнодорожном электротранспорте, в электронике, медицине и других областях науки и техники.

Постоянно растущая потребность народного хозяйства в электроэнергии вынуждает строить новые тепловые и гидравлические электростанции и вдали от промышленно развитых районов. Поэтому с особой остротой стоит проблема создания экономичных способов передачи электрической энергии на дальние и сверхдальние расстояния. Оказывается, что применение высоковольтных линий передачи постоянного тока и соответствующего электротехнического оборудования является при больших расстояниях экономически наиболее целесообразным.

Быстрыми темпами развиваются и совершенствуются различные типы источников электрической энергии постоянного тока. Так, источники электрической энергии постоянного тока, преобразующие лучистую энергию Солнца при помощи фотоэлементов, служат основ-

ными источниками энергии космических аппаратов в автономном полете. Разрабатываются новые источники электрической энергии постоянного тока — магнитогидродинамические генераторы. Их освоение позволит в перспективе существенно повысить КПД электрических станций.

1.2. ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Электрическая цепь постоянного тока в общем случае содержит источники электрической энергии, приемники электрической энергии, измерительные приборы, коммутационную аппаратуру, соединительные линии и провода.

В *источниках электрической энергии* осуществляется преобразование в электрическую энергию каких-либо других форм энергии. Например, энергия химических процессов преобразуется в электрическую энергию в гальванических элементах и аккумуляторах, тепловая энергия преобразуется в электрическую с помощью термопреобразователей на основе термопар.

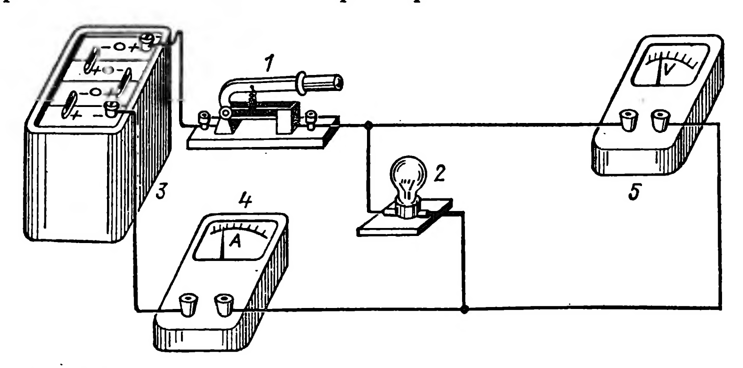


Рис. 1.1.

В *приемниках электрической энергии* электрическая энергия источников преобразуется, например, в механическую (двигатели постоянного тока), тепловую (электрические печи), химическую (электролизные ванны).

Коммутационная аппаратура, линии и измерительные приборы служат для передачи электрической энергии от источников, распределения ее между приемниками и контроля режима работы всех электротехнических устройств.

Графическое изображение электрической цепи называется *схемой*. Различают несколько способов изображения цепи. На рис. 1.1 в качестве примера приведено эскизное изображение электротехнических устройств и способа их соединения в простейшей цепи постоянного тока. При замыкании рубильника *1* к электрической лампе накаливания *2* — приемнику электрической энергии — подключается источник электрической энергии постоянного тока — аккумуляторная бата-

рея *3*. Для контроля режима приемника энергии включены амперметр *4* и вольтметр *5*.

Из приведенного примера видно, что натурное изображение электротехнических устройств и их соединений при графическом представлении электрической цепи приводит к громоздким и трудоемким чертежам. Изображение электрической цепи можно существенно упростить, если каждое электротехническое устройство заменить (по правилам ГОСТ) его условным обозначением (рис. 1.2). Условные обозначения электротехнических устройств определяют их функциональные назначения. Поэтому графические изображения электрических цепей, составленных из условных обозначений электротехнических устройств, называются *принципиальными схемами*. Принципиальная схема электрической цепи показывает назначение всех электротехнических устройств и их взаимодействие, но, составив только такую схему цепи, нельзя рассчитать режим работы электротехнических устройств цепи. Для того чтобы выполнить расчет, необходимо каждое из электротехнических устройств представить схемой замещения.

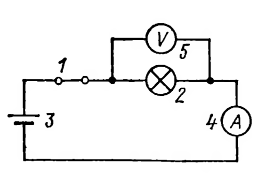
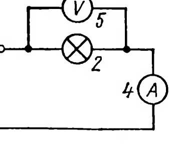



Рис. 1.2.

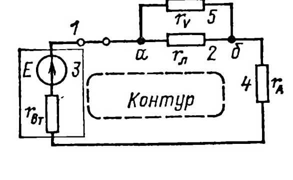


Рис. 1.3.

Схема замещения электрической цепи является ее количественной моделью. Она состоит из совокупности различных идеализированных элементов, выбранных так, чтобы можно было с достаточно хорошим приближением описать процессы в электрической цепи. Представив все элементы принципиальной схемы цепи в виде соединений соответствующих идеализированных элементов, получим схему замещения цепи, состоящую из схем замещения отдельных устройств.

Схемы замещения различных электротехнических устройств постоянного тока будут подробно рассмотрены в следующих параграфах. Здесь же приведем только схему замещения (рис. 1.3) для простейшей электрической цепи, показанной на рис. 1.1.

Конфигурация схемы замещения электрической цепи определяется следующими геометрическими (топологическими) понятиями: ветвь, узел, контур. *Ветвь* схемы состоит из одного или нескольких последовательно соединенных идеализированных элементов, каждый из которых имеет два вывода (начало и конец), причем к концу каждого предыдущего элемента присоединяется начало следующего. В *узле* схемы соединяются три или большее число ветвей. *Контур* — замкнутый путь, проходящий по нескольким ветвям так, что ни одна ветвь и ни один узел не встречается больше одного раза.

Схема замещения цепи на рис. 1.3 содержит три ветви, причем две состоят из одного элемента каждая, а третья — из трех элементов. На рисунке указаны параметры элементов: $r_л$ — сопротивление цепи лампы, r_V — сопротивление цепи вольтметра, r_A — сопротивление цепи амперметра, E — электродвижущая сила (ЭДС) аккумулятора и $r_{вт}$ — его внутреннее сопротивление. Три ветви соединены в двух узлах *а* и *б*.

Если значения параметров всех элементов схемы электрической цепи известны, то, пользуясь законами электротехники, можно рассчитать режим работы всех ее элементов, т. е. определить электрическое состояние всех электротехнических устройств. Поэтому схему замещения называют еще *эквивалентной схемой* замещения.

В дальнейшем вместо термина схема замещения (эквивалентная) электрической цепи будем пользоваться сокращенными: схема цепи и, еще короче, схема.

1.3 ПОЛОЖИТЕЛЬНЫЕ НАПРАВЛЕНИЯ ТОКОВ И НАПРЯЖЕНИЙ

Если в электрической цепи (см. рис. 1.1) рубильник *1* включен, то во всех токопроводящих частях электротехнических устройств, т. е. во всех элементах схемы замещения рис. 1.3, будет постоянный ток.

Рассмотрим вкратце явления, возникающие при этом в проводниках цепи, например в нити лампы, в соединительных проводах, в проводах обмоток измерительных приборов. Для этого выделим в электрической цепи участок однородного цилиндрического проводника длиной l (рис. 1.4).

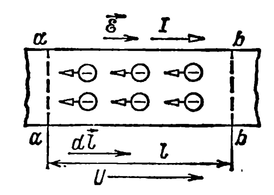


Рис. 1.4.

Согласно электронной теории электропроводности валентные электроны в металлах легко отделяются от атомов, которые становятся положительными ионами. Ионы образуют в твердом теле кристаллическую решетку, обладающую пространственной периодичностью. Свободные электроны хаотически движутся в пространстве решетки между атомами (тепловое движение), сталкиваясь с ними.

Под действием продольного электрического поля напряженностью $\mathcal{E}$, создаваемого в проводнике источником электрической энергии, свободные электроны приобретают добавочную скорость (дрейфовую скорость) и дополнительно перемещаются в одном направлении (вдоль проводника на рис. 1.4). Таким образом, постоянный ток в металлах представляет собой сравнительно медленное дрейфовое движение свободных электронов, накладывающееся на их беспорядочное тепловое движение, происходящее с относительно большой скоростью. В общем случае *постоянный ток* в проводящей среде представляет собой упорядоченное движение положительных и отрицательных зарядов под действием электрического поля, например в электролитах и газах движутся навстречу друг другу ионы с положительными и отрицательными зарядами.

Так как направления движения положительных и отрицательных зарядов противоположны, то необходимо договориться о том, движение каких зарядов следует считать направлением тока. В настоящее время принято считать направлением тока направление движения положительных зарядов.

Постоянный ток $I = Q/t$, где t — время равномерного перемещения суммарного положительного заряда Q через поперечное сечение рассматриваемого участка электрической цепи.

Основной единицей измерения тока в Международной системе единиц СИ является *ампер* (А).

При постоянном токе 1 А в двух параллельных прямолинейных проводниках бесконечной длины и ничтожно малой площади поперечного кругового сечения, расположенных на расстоянии 1 м один от другого в вакууме, сила их взаимодействия равна $2 \cdot 10^{-7}$ Н/м (ньютона на метр).

В практике часто встречаются кратные единицы измерения тока: микроампер (мкА), 1 мкА $= 1 \cdot 10^{-6}$ А; миллиампер (мА), 1 мА $= 1 \cdot 10^{-3}$ А; килоампер (кА), 1 кА $= 1 \cdot 10^{3}$ А, и мегаампер (МА), 1 МА $= 1 \cdot 10^{6}$ А.

Основной единицей измерения заряда (количества электричества) служит *кулон* (Кл) — количество электричества, проходящего через поперечное сечение при токе 1 А за одну секунду (1 с).

Напряжением называется скалярная величина, равная линейному интегралу напряженности электрического поля. *Разность потенциалов* — напряжение в безвихревом электрическом поле, в котором напряжение не зависит от пути интегрирования. (Электрическое поле цепи постоянного тока — безвихревое.)

Постоянное напряжение для участка проводника (рис. 1.4)

$$U = \int_a^b \vec{\mathscr{E}}\, dl = \varphi_a - \varphi_b$$

или

$$U = \int_a^b \vec{\mathscr{E}}\, dl = \frac{1}{q} \int_a^b F\, dl = \frac{A}{q},$$

где $F = q\vec{\mathscr{E}}$ — сила, действующая на положительный заряд в однородном постоянном электрическом поле с напряженностью $\vec{\mathscr{E}}$; $A = \int_a^b F\, dl$ — работа электрического поля при перемещении положительного заряда вдоль участка проводника; φ_a и φ_b — потенциалы однородного постоянного электрического поля в поперечных сечениях a и b участка проводника.

Основной единицей измерения напряжения в системе СИ служит *вольт* (В). Это напряжение между концами проводника, в котором при перемещении положительного заряда 1 кулон (Кл) совершается работа 1 джоуль (Дж). Для измерения напряжений применяются и кратные единицы: микровольт (мкВ), 1 мкВ $= 1 \cdot 10^{-6}$ В; милли-

вольт (мВ), 1 мВ = $1 \cdot 10^{-3}$ В; киловольт (кВ), 1 кВ = $1 \cdot 10^3$ В; мегавольт (МВ), 1 МВ = $1 \cdot 10^6$ В.

При расчетах электрических цепей действительные направления токов в элементах цепи в общем случае заранее неизвестны. Поэтому необходимо предварительно выбрать условные положительные направления токов во всех элементах цепи.

Условное положительное направление тока в элементе (с сопротивлением r на рис. 1.5) или в ветви выбирается произвольно и указывается стрелкой. Если в результате расчета электрической цепи при выбранных условных положительных направлениях токов ток в данном элементе получится положительным, т. е. имеет положительное значение, то действительное направление тока совпадает с выбранным положительным. В противном случае действительное направление противоположно выбранному положительному.

Рис. 1.5.

Условное положительное направление напряжения на элементе схемы электрической цепи (рис. 1.5) также выбирается произвольно и указывается стрелкой.

Если выводы элемента электрической цепи обозначены (например, a и b на рис. 1.5) и стрелка направлена от вывода a к выводу b, то условное положительное направление означает, что определяется напряжение

$$U = U_{ab}.$$

Аналогичное обозначение можно принять и для тока. Например, обозначение I_{ab} указывает положительное направление тока в элементе электрической цепи или схемы (рис. 1.5) от вывода a к выводу b. В приемнике электрической энергии положительные направления тока и напряжения, как правило, выбираются одинаковыми (рис. 1.5).

1.4. РЕЗИСТИВНЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ

Столкновения свободных электронов в проводниках с атомами кристаллической решетки тормозят их поступательное (дрейфовое) движение. Частота таких столкновений зависит от структуры и свойств материала. Это противодействие направленному движению свободных электронов, т. е. постоянному току, составляет физическую сущность *сопротивления* проводника. Аналогично можно пояснить возникновение механизма сопротивления постоянному току в электролитах и газах.

Электротехническое устройство, обладающее сопротивлением и применяемое для ограничения тока, называется *резистором*. Регулируемый резистор называется *реостатом*. Например, на рис. 1.6 показан проволочный реостат со скользящим контактом. Условные обозначения различных типов резисторов даны в табл. 1.1.

Идеализированные модели резисторов называются *резистивными элементами*. Условное обозначение резистивных элементов приведено на рис. 1.5. Оно применяется при составлении схем замещения элект-

рических цепей и их расчетах. При идеализации пренебрегают токами через изолирующие покрытия резисторов, каркасы проволочных реостатов и т. п.

Таблица 1.1. **Условные графические обозначения для резисторов**

Наименование	Обозначение
Резистор постоянный	
То же с отводами	
Резистор переменный (реостат):	
общее обозначение	или
с разрывом цепи	
без разрыва цепи	
Резистор переменный (реостат) со ступенчатым регулированием	
Резистор, саморегулирующийся нелинейно, например в зависимости от параметра внешней среды	П

Резистивные элементы являются схемными моделями не только резисторов, но и любых других электротехнических устройств или их частей, оказывающих сопротивление постоянному току независимо от физической природы этого явления.

Сопротивление r — параметр резистивного элемента. Основной единицей измерения сопротивления в системе СИ служит *ом* (Ом). Сопротивление проводника равно 1 Ом, если при токе 1 А напряжение между концами (выводами) проводника равно 1 В. Часто встречаются и кратные единицы измерения сопротивления, например килоом (кОм), 1 кОм = $1 \cdot 10^3$ Ом, и мегаом (МОм), 1 МОм = $1 \cdot 10^6$ Ом.

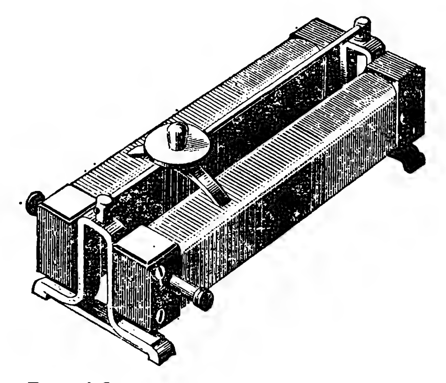


Рис. 1.6.

Для характеристики проводящих свойств различных материалов вводится понятие объемного удельного сопротивления. *Объемное удельное сопротивление* ρ_V равно сопротивлению между гранями куба с ребром 1 м, изготовленного из данного материала.

Так как сопротивление проводника пропорционально его удельному сопротивлению и длине проводника и обратно пропорционально площади поперечного сечения проводника, то единицей удельного сопротивления является 1 Ом·1 м^2 : 1 м = 1 Ом·м.

Провода электрических линий передач и катушек относительно длинны, а сечение их относительно мало. По этой причине под удельным сопротивлением ρ материалов для таких электротехнических устройств подразумевают сопротивление проводника длиной 1 м и площадью поперечного сечения 1 мм^2, т. е. удельное сопротивление измеряется в Ом·мм^2/м или, что то же самое, мкОм·м (табл. 1.2).

Таблица 1.2. **Удельное сопротивление и температурный коэффициент сопротивления некоторых проводниковых материалов**

Наименование материала	Удельное сопротивление при 20 °С, мкОм·м	Температурный коэффициент сопротивления (на 1 °С)
Серебро	0,016	0,0035
Медь техническая	0,0172—0,0182	0,0041
Алюминий	0,0295	0,0040
Сталь	0,125—0,146	0,0057
Железо	0,09—0,11	0,0060
Чугун	0,15	0,001
Свинец	0,218—0,222	0,0039
Вольфрам	0,0503	0,0048
Уголь	10—60	—0,005
Манганин (сплав, например для катушек сопротивления и измерительных приборов)	0,40—0,52	0,00003
Константан	0,44	0,00005
Нихром [сплав, например для электронагревательных приборов (Cr—20 %, Ni—80 %)]	1,02—1,12	0,0001

Величина, обратная объемному удельному сопротивлению, называется *объемной удельной проводимостью*: $\gamma_V = 1/\rho_V$.

Величина, обратная сопротивлению, называется *проводимостью*: $g = 1/r$. Основной единицей измерения проводимости в системе СИ служит *сименс* (См), 1 См = 1 Ом$^{-1}$, а единицей удельной проводимости является См/м.

Теория электропроводности утверждает, что основным препятствием дрейфу свободных электронов в проводниках являются колеблющиеся атомы, расположенные в узлах кристаллической решетки, а не атомы как таковые. Это обусловливает зависимость удельного сопротивления, а следовательно, и сопротивления проводника постоянному току от температуры. В общем случае наблюдается достаточно сложная зависимость. Но при изменениях температуры в относительно узких пределах (примерно 200 °С) ее можно выразить формулой

$$r_2 = r_1[1 + \alpha(\Theta_2 - \Theta_1)],$$

где r_1 и r_2 — сопротивления соответственно при температурах Θ_1 и Θ_2; α — температурный коэффициент сопротивления, равный относительному изменению сопротивления при изменении температуры на 1 °С (табл. 1.2).

У большинства чистых металлов температурный коэффициент сопротивления положителен, а у электролитов и изделий из графита — отрицателен. Температурный коэффициент сопротивления сплавов, применяемых для изготовления резисторов с постоянным сопротивлением (главным образом для измерительных устройств и приборов), близок к нулю. Таким свойством обладает медно-никелево-марганцевый сплав — манганин (85 % Cu, 12 % Mn, 3 % Ni).

Сопротивление проводника зависит не только от внешней температуры, но и от тока в нем. В простейшем случае это объясняется тем, что при увеличении тока растет скорость движения свободных электронов, увеличивается число их соударений с атомами кристаллической решетки и в конечном счете повышается температура проводника и, следовательно, увеличивается его сопротивление.

Если зависимость сопротивления резистивного элемента от тока невелика и ею можно пренебречь, то резистивный элемент обладает линейным сопротивлением $r = \text{const}$. Если зависимостью сопротивления резистивного элемента от тока пренебречь нельзя, то такой резистивный элемент обладает нелинейным сопротивлением $r\,(I)$.

Для резистивного элемента с сопротивлением r ток и напряжение связаны простым соотношением — *законом Ома*. При одинаковых положительных направлениях тока и напряжения (см. рис. 1.5)

$$U_{ab} = rI_{ab} \text{ или } U = rI. \qquad (1.1)$$

Например, для участка однородного проводника длиной l (в метрах), площадью поперечного сечения S (в квадратных метрах) при объемном удельном сопротивлении ρ_V напряжение

$$U = \frac{\rho_V l}{S} I = rI,$$

где $r = \rho_V l/S$ — сопротивление участка проводника в омах.

1.5. ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Рассмотрим основные процессы, происходящие в гальваническом элементе, одном из распространенных источников электрической энергии постоянного тока. В простейшем случае гальванический элемент (рис. 1.7, *а*) представляет собой две пластины — из меди Cu и из цинка Zn, помещенные в раствор серной кислоты $H_2SO_4 \rightarrow 2H^+ + SO_4^{--}$.

Вследствие химических процессов положительные ионы цинка Zn^{++} переходят в раствор серной кислоты, оставляя на цинковой пластине избыток отрицательных свободных зарядов. Одновременно в растворе серной кислоты тяжелые и малоподвижные положительные ионы цинка Zn^{++} оттесняют легкие и подвижные положитель-

ные ионы водорода H^+ к медной пластине, на поверхности которой происходит восстановление нейтральных атомов водорода. При этом медная пластина теряет свободные отрицательные заряды, т. е. заряжается положительно. Между разноименно заряженными пластинами возникает однородное электрическое поле с напряженностью $\mathscr{E}$, В/м, которое препятствует направленному движению ионов в растворе. При некотором значении напряженности поля $\mathscr{E} = \mathscr{E}_0$ накопление зарядов на пластинах прекращается. Напряжение или разность потенциалов между пластинами аккумуляторной батареи, при которой накопление зарядов прекращается, служит количественной мерой сторонней силы (в данном случае химической природы), стремящейся к накоплению зарядов.

Количественную меру сторонней силы принято называть **электродвижущей силой** или сокращенно ЭДС. Для гальванического элемента ЭДС $E = \mathscr{E}_0 d = U_{ab\text{x}}$, где ЭДС E — в вольтах, если расстояние между пластинами d в метрах; $U_{ab\text{x}} = \varphi_{a\text{x}} - \varphi_{b\text{x}}$ — напряжение, равное разности потенциалов между выводами пластин в режиме холостого хода, т. е. в режиме, когда к выводам a и b гальванического элемента не присоединены приемники электрической энергии и тока в гальваническом элементе нет.

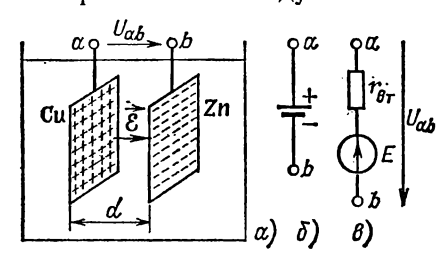


Рис. 1.7.

Если к выводам гальванического элемента подключить приемник, например резистор, то в замкнутой электрической цепи возникнет ток. Заряд каждой из пластин уменьшится и появится направленное движение ионов в растворе кислоты. Направленное движение ионов сопровождается их взаимными столкновениями, что создает **внутреннее сопротивление** гальванического элемента постоянному току.

Таким образом, гальванический элемент, эскизное изображение которого дано на рис. 1.7, *а*, а изображение на принципиальных схемах — на рис. 1.7, *б*, можно представить в виде схемы замещения (рис. 1.7, *в*), состоящей из последовательно включенных источника ЭДС E и резистивного элемента с сопротивлением $r_{\text{вт}}$, равным внутреннему сопротивлению гальванического элемента. Стрелка ЭДС указывает направление движения положительных зарядов внутри источника под действием сторонних сил.

Схема замещения по рис. 1.7, *в* применяется и для любых других источников электрической энергии постоянного тока, которые отличаются от гальванического элемента физической природой ЭДС и внутреннего сопротивления.

1.6. ИСТОЧНИК ЭДС И ИСТОЧНИК ТОКА

Рассмотрим процессы в простейшей электрической цепи, состоящей из источника электрической энергии, подключенного к резистору.

Заменим источник электрической энергии схемой замещения по рис. 1.7, *в*, а резистор — резистивным элементом с постоянным сопротивлением $r_н$. Схема замещения рассматриваемой электрической цепи представлена на рис. 1.8, *а*, где буквами *a* и *b* обозначены выводы источника электрической энергии.

Свойства источника электрической энергии как элемента схемы замещения можно задать его *внешней характеристикой* — зависимостью напряжения между его выводами $U_{ab} = U$ от тока I источника.

Если ЭДС и внутреннее сопротивление источника электрической энергии являются постоянными величинами (линейный источник), то его внешняя характеристика определяется выражением

$$U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b = E - r_{вт} I, \tag{1.2}$$

которому соответствует прямая *а* на рис. 1.9. Уменьшение напряжения между выводами *a* и *b* источника электрической энергии (рис. 1.8, *а*) при увеличении тока объясняется увеличением падения напряжения на внутреннем сопротивлении $r_{вт}$ источника (увеличением напряжения на резистивном элементе с сопротивлением $r_{вт}$).

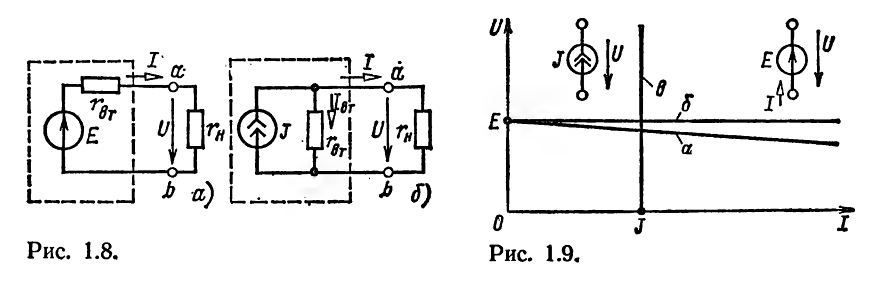


Рис. 1.8.

Рис. 1.9.

Во многих случаях внутреннее сопротивление источника электрической энергии мало по сравнению с сопротивлением $r_н$ и справедливо неравенство $r_{вт} I \ll E$. В этих случаях напряжение между выводами источника электрической энергии практически не зависит от тока, т. е. постоянно: $U_{ab} \approx E = \text{const}$.

Источник электрической энергии с малым внутренним сопротивлением можно заменить идеализированной моделью, для которой $r_{вт} = 0$. Такой идеализированный источник электрической энергии называется *идеальным источником ЭДС* с одним параметром E. Напряжение между выводами идеального источника ЭДС не зависит от тока. Внешняя характеристика идеального источника ЭДС определяется выражением

$$U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b = E = \text{const}, \tag{1.3}$$

которому соответствует прямая *б* на рис. 1.9. На этом же рисунке показано изображение идеального источника ЭДС на схемах электрических цепей.

В ряде специальных случаев, в частности во многих цепях с электронными лампами и полупроводниковыми приборами, внутреннее

сопротивление источника электрической энергии во много раз больше сопротивления нагрузки $r_н$ (внешней по отношению к источнику части цепи). При выполнении условия $r_{вт} \gg r_н$ в таких цепях ток источника электрической энергии

$$I = E/(r_{вт} + r_н) \approx E/r_{вт} = I_к = J,$$

т. е. равен току короткого замыкания источника. Источник электрической энергии с большим внутренним сопротивлением можно заменить идеализированной моделью, у которой $r_{вт} \to \infty$ и $E \to \infty$ и для которой справедливо равенство $E/r_{вт} = J$. Такой идеализированный источник электрической энергии называется *идеальным источником тока* с одним параметром $J = I_к$. Ток источника тока не зависит от сопротивления $r_н$ внешней цепи. При изменении сопротивления внешней цепи изменяется напряжение между выводами источника $U_{ab} = r_н J$.

На рис. 1.9 построена прямая *в* — внешняя характеристика источника тока и дано его изображение на схемах электрических цепей.

От схемы замещения реального источника энергии, представленной в виде последовательного соединения источника ЭДС E и резистивного элемента с сопротивлением $r_{вт}$ (рис. 1.8, *а*), можно перейти к схеме замещения с идеальным источником тока. Для этого разделим все слагаемые выражения (1.2) на внутреннее сопротивление источника энергии $r_{вт}$ и получим:

$$U_{ab}/r_{вт} = E/r_{вт} - I,$$

или

$$E/r_{вт} = J = U_{ab}/r_{вт} + I = I_{вт} + I. \tag{1.4}$$

Последнее выражение можно истолковать следующим образом: ток источника тока J складывается из тока I в резистивном элементе $r_н$ (во внешнем участке цепи) и тока $I_{вт}$ в резистивном элементе с сопротивлением $r_{вт}$, включенном между выводами a и b источника энергии. Соответствующая эквивалентная схема замещения электрической цепи показана на рис. 1.8, *б*.

Отметим, что представление реальных источников электрической энергии в виде двух схем замещения является эквивалентным представлением относительно внешнего участка цепи: в обоих случаях одинаковы напряжения между выводами источника и токи во внешнем участке цепи.

Однако энергетические соотношения в двух схемах замещения реальных источников энергии не одинаковы. Не равны между собой мощности, развиваемые источником ЭДС (рис. 1.8, *а*) EI и источником тока (рис. 1.8, *б*) UJ, а также мощности потерь, определяемые по закону Джоуля—Ленца:

$$r_{вт} I^2 \neq r_{вт} I_{вт}^2.$$

1.7. ЗАКОН ОМА ДЛЯ НЕРАЗВЕТВЛЕННОГО УЧАСТКА ЦЕПИ. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ДИАГРАММА

В простейшем виде закон Ома определяет зависимость (1.1) между током и напряжением резистивного элемента электрической цепи. В общем случае закон Ома определяет зависимость между напряжением и током для неразветвленного участка электрической цепи.

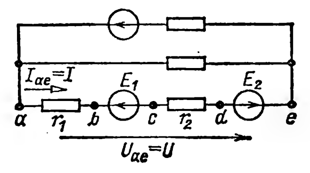


Рис. 1.10.

На рис. 1.10 приведена схема электрической цепи, в которой выделен неразветвленный участок, содержащий последовательно включенные резистивные элементы r_1 и r_2 и источники ЭДС E_1 и E_2. Буквами a, b, c, d, e обозначены точки соединения элементов. Пользуясь формулами (1.1) и (1.3), запишем выражения для потенциалов всех точек соединения, выбрав положительное направление тока от точки a к точке e.

По (1.3) $U_{ed} = \varphi_e - \varphi_d = E_2$, т. е.

$$\varphi_e = \varphi_d + E_2; \tag{1.5а}$$

аналогично $U_{bc} = \varphi_b - \varphi_c = E_1$, т. е.

$$\varphi_c = \varphi_b - E_1. \tag{1.5б}$$

По (1.1) $U_{cd} = \varphi_c - \varphi_d = r_2 I$, т. е.

$$\varphi_d = \varphi_c - r_2 I, \tag{1.5в}$$

и аналогично

$$\varphi_b = \varphi_a - r_1 I. \tag{1.5г}$$

Исключив из (1.5) потенциалы точек b, c и d (методом последовательной подстановки), определим разность потенциалов между началом (точка a) и концом (точка e) неразветвленного участка:

$$\varphi_a - \varphi_e = U_{ae} = E_1 - E_2 + (r_1 + r_2) I_{ae},$$

откуда ток

$$I = I_{ae} = (U_{ae} - E_1 + E_2)/(r_1 + r_2).$$

Для неразветвленного участка схемы электрической цепи, содержащего произвольное число резистивных элементов и источников напряжения, по *обобщенному закону Ома*

$$I = \frac{U - \Sigma E}{\Sigma r}, \tag{1.6}$$

где предполагается, что положительные направления тока и напряжения на участке выбраны совпадающими; Σr — арифметическая сумма значений сопротивлений всех резистивных элементов; ΣE — алгебраическая сумма ЭДС всех источников ЭДС, причем все ЭДС, направления которых совпадают с выбранным положительным направлением тока, записываются со знаком плюс, а ЭДС, направления

которых противоположны выбранному положительному направлению тока, записываются со знаком минус.

Электрическое состояние каждого элемента участка цепи наглядно представляют в виде **потенциальной диаграммы**. На такой диаграмме вдоль оси абсцисс откладываются последовательно значения сопротивлений между каждой парой соседних точек схемы анализируемого участка цепи, а по оси ординат — потенциалы этих точек.

В качестве примера рассмотрим потенциальную диаграмму неразветвленного участка схемы электрической цепи по рис. 1.10 между точками a и e. Для построения потенциальной диаграммы необходимо выбрать начало отсчета значений потенциалов. За начало отсчета значений потенциалов выбирают нулевой уровень потенциала, произвольно приняв равным нулю потенциал одной (любой) точки цепи.

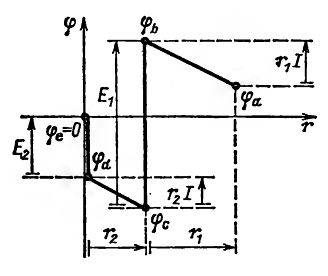


Рис. 1.11.

Если одна из точек цепи заземлена (соединена с землей), то считают равным нулю потенциал этой заземленной точки.

Примем при построении диаграммы равным нулю потенциал точки e, что и показано на рис. 1.11. При перемещении вдоль рассматриваемого участка схемы электрической цепи от точки e к точке a получим диаграмму распределения потенциалов, которые определяются по формулам (1.5). Если за начало отсчета значений потенциалов выбрать нулевой потенциал какой-либо другой точки электрической цепи, то потенциальная диаграмма только сместится вдоль оси потенциалов так, чтобы на оси абсцисс находился потенциал выбранной точки.

Потенциальную диаграмму можно построить не только для неразветвленного участка электрической цепи, но для любого участка электрической цепи, если известны значения токов в резистивных элементах и, конечно, ЭДС и сопротивления источников.

1.8. ПЕРВЫЙ И ВТОРОЙ ЗАКОНЫ КИРХГОФА

Два закона Кирхгофа, называемые иногда правилами Кирхгофа, — это основные законы электрических цепей. Оба закона были установлены на основании многочисленных опытов.

Согласно *первому закону Кирхгофа* (закону Кирхгофа для токов) *алгебраическая сумма токов в любом узле электрической цепи равна нулю*:

$$\sum_{k=1}^{n} I_k = 0, \tag{1.7}$$

т. е. в любом узле электрической цепи сумма токов, направленных к узлу, равна сумме токов, направленных от узла. Например, для узла электрической цепи на рис. 1.12

$$I_1 + I_2 + I_4 = I_3 + I_5$$

или

$$I_1+I_2-I_3+I_4-I_5=\sum_{k=1}^{5} I_k=0.$$

Этот закон является следствием того, что в узлах электрической цепи постоянного тока заряды не могут накапливаться, так как в противном случае изменялись бы потенциалы узлов и токи в ветвях.

Согласно *второму закону Кирхгофа* (закону Кирхгофа для напряжений) *в любом контуре схемы электрической цепи алгебраическая сумма напряжений на всех резистивных элементах равна алгебраической сумме ЭДС*. Иными словами, в контуре схемы замещения цепи алгебраическая сумма напряжений, т. е. произведений токов на сопротивления соответствующих участков контура, равна алгебраической сумме ЭДС:

$$\sum_{k=1}^{m} U_k=\sum_{k=1}^{m} r_k I_k=\sum_{k=1}^{n} E_k, \tag{1.8}$$

где m — число резистивных элементов в контуре, n — число ЭДС.

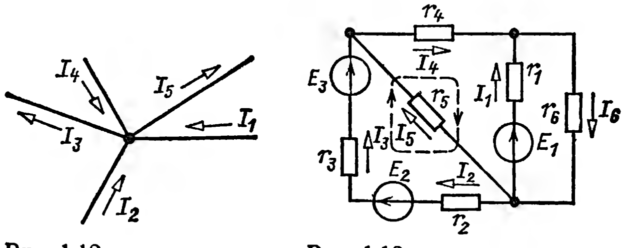


Рис. 1.12. Рис. 1.13.

В уравнении (1.8) со знаком плюс записываются токи и ЭДС, направления которых совпадают с произвольно выбранным направлением обхода контура. Например, для выбранного на рис. 1.13 контура при указанном стрелкой направлении обхода

$$-r_1I_1+r_2I_2+r_3I_3+r_4I_4=\sum_{k=1}^{4} r_kI_k=\sum_{k=1}^{3} E_k=-E_1+E_2+E_3.$$

1.9. РАБОТА И МОЩНОСТЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ТОКА, ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ БАЛАНС

Работа, совершаемая при перемещении положительного заряда Q вдоль некоторого неразветвленного участка электрической цепи, не содержащего источников электрической энергии, от точки a до точки b, равна произведению этого заряда на напряжение $U_{ab}=U$ между концами участка: $A=QU$. При равномерном движении заряда в течение времени t, т. е. постоянном токе $I_{ab}=I$, *заряд* (*количество электричества*)

$$Q=It.$$

Следовательно, произведенная за время t работа

$$A = UIt.$$

Основной единицей работы в системе СИ служит *джоуль* (Дж), 1 Дж = 1 В·А·с.

Для оценки энергетических условий важно знать, сколь быстро совершается работа. Отношением работы A к соответствующему промежутку времени t определяют *мощность*

$$P = A/t = UI. \quad (1.9)$$

Основной единицей мощности в системе СИ является *ватт* (Вт), 1 Вт = 1 Дж/с = 1 В·А. Это мощность, при которой за одну секунду совершается работа в 1 Дж. Кратные единицы измерения мощности: милливатт (мВт), 1 мВт = $1\cdot10^{-3}$ Вт; киловатт (кВт), 1 кВт = $= 1\cdot10^{3}$ Вт, и мегаватт (МВт), 1 МВт = $1\cdot10^{6}$ Вт = $1\cdot10^{3}$ кВт.

Основная единица работы и энергии джоуль часто слишком мала для оценки энергетических установок. Практической единицей измерения электрической энергии служит *киловатт-час* (кВт·ч), т. е. работа, совершаемая при неизменной мощности 1 кВт в течение 1 ч. Так как 1 Вт·с = 1 Дж, то 1 Вт·ч = 3600 Вт·с = = 3600 Дж и 1 кВт·ч = 3 600 000 Дж.

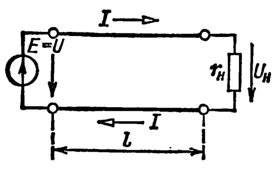


Рис. 1.14.

Для резистивных элементов выражение мощности в цепи постоянного тока (1.9) можно преобразовать, заменив в нем на основании закона Ома (1.1) напряжение $U = rI$, или $I = U/r = gU$. Получается три выражения мощности резистивного элемента с сопротивлением r в электрической цепи постоянного тока:

$$P_r = UI = rI^2 = gU^2. \quad (1.10)$$

Очень большое практическое значение имеет то обстоятельство, что одну и ту же мощность можно получить и при низком и при высоком напряжении. Рассмотрим, как влияет значение напряжения на распределение мощности в простейшей цепи передачи электрической энергии, состоящей из идеального источника ЭДС E, линии передачи длиной l с сопротивлением $r_л$ и приемника энергии с сопротивлением нагрузки $r_н$ (рис. 1.14).

По второму закону Кирхгофа сумма напряжений на сопротивлениях линии и приемника равна ЭДС:

$$r_лI + r_нI = r_лI + U_н = E = U,$$

где $U_н$ — напряжение на приемнике, а U — напряжение между выводами источника ЭДС.

Умножив все слагаемые этого уравнения на ток I, получим уравнение распределения мощности в электрической цепи:

$$r_лI^2 + U_нI = UI,$$

где $r_л I^2$ — мощность потерь в проводах линии передачи (на нагревание); $U_н I$ — мощность приемника; $UI = EI$ — мощность источника ЭДС.

Если, не изменяя мощности приемника, увеличить в 2 раза напряжение $U_н$ на приемнике, увеличив его сопротивление $r_н$ в 4 раза и выбрав источник с большей ЭДС, то ток в цепи должен быть уменьшен в 2 раза до значения $I' = I/2$. Это вызовет уменьшение мощности потерь в проводах линии передачи в 4 раза:

$$r_л (I')^2 = r_л I^2/4.$$

Следовательно, для уменьшения потерь энергии в линиях передачи желательно передавать электроэнергию при возможно более высоком напряжении.

В любой электрической цепи должен соблюдаться энергетический баланс — баланс мощностей: *алгебраическая сумма мощностей всех источников энергии (в частности источников тока и источников ЭДС или напряжения) равна арифметической сумме мощностей всех приемников энергии (в частности резистивных элементов)*:

$$\sum U_{ист} I_{ист} = \sum r I_r^2 \text{ или } \sum P_{ист} = \sum P_r. \quad (1.11)$$

При учете внутренних сопротивлений $r_{вт}$ источников мощность каждого источника $U_{ист} I_{ист}$ меньше развиваемой источником мощности $EI_{ист}$ на мощность потерь $r_{вт} I_{ист}^2$.

Мощность источника следует считать положительной и записывать в уравнении баланса мощностей (1.11) со знаком плюс, если положительное направление тока $I_{ист}$ совпадает с направлением действия ЭДС. В противном случае эту мощность следует считать отрицательной и записывать со знаком минус (например, для заряжаемого аккумулятора).

В качестве примера составим баланс мощностей для электрической цепи по рис. 1.13, учитывая, что все источники идеальные, т. е. $U_{ист} = E$:

$$E_1 I_1 + E_2 I_2 + E_3 I_3 = r_1 I_1^2 + r_2 I_2^2 + r_3 I_3^2 + r_4 I_4^2 + r_5 I_5^2 + r_6 I_6^2.$$

Заметим, что идеальные источники ЭДС и тока могут развивать бесконечно большую мощность. Действительно, подключим к каждому источнику приемник с сопротивлением нагрузки $r_н$. В первом случае, если $r_н \to 0$, ток $I \to \infty$ и, следовательно, мощность $P = EI \to \infty$, а во втором случае, если $r_н \to \infty$, напряжение $U \to \infty$ и мощность $P = UJ \to \infty$.

1.10. ПРИМЕНЕНИЕ ЗАКОНА ОМА И ЗАКОНОВ КИРХГОФА ДЛЯ РАСЧЕТОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ

При помощи закона Ома (1.1) и двух законов Кирхгофа (1.7), (1.8) можно рассчитать режим работы электрической цепи любой сложности.

Общей задачей расчета является определение токов во всех участках цепи при заданных параметрах элементов цепи и известной конфигурации цепи.

Для составления уравнений по закону Ома и двум законам Кирхгофа следует прежде всего выбрать (произвольно) положительные направления токов во всех ветвях рассчитываемой электрической цепи.

При записи уравнений для узлов цепи по первому закону Кирхгофа необходимо иметь в виду, что число *независимых* уравнений на единицу меньше общего числа узлов *у*, т. е. нужно составить *у* — 1 уравнений. Действительно, если составить уравнения для всех *у* узлов, то ток каждой ветви войдет дважды в уравнения для узлов, так как ветвь соединяет два узла, причем с противоположными знаками (ток каждой ветви направлен к одному из узлов, и следовательно, направлен от другого узла). При суммировании всех левых частей уравнений, составленных по первому закону Кирхгофа (1.7), получается тождественно нуль.

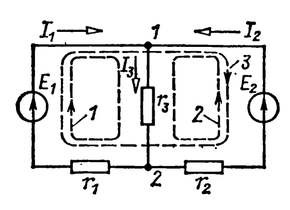


Рис. 1.15.

При составлении уравнений на основании второго закона Кирхгофа необходимо также получить независимую систему. В частности, будет получена независимая система, если выбрать контуры так, чтобы каждый следующий содержал хотя бы одну ветвь, не вошедшую в контуры, для которых уже составлены уравнения. Такие контуры называются независимыми контурами, так как их уравнения взаимно независимы.

Число неизвестных токов равно числу ветвей *в*. Для определения этих токов необходимо составить *в* независимых уравнений. Так как по первому закону Кирхгофа составляется *у* — 1 независимых уравнений, то на основании второго закона Кирхгофа должно быть составлено *в* — (*у* — 1) уравнений.

Например, для цепи по рис. 1.15 можно было бы составить два уравнения на основании первого закона Кирхгофа (1.7) для двух узлов (выбранные положительные направления токов показаны стрелками). Для узла *1*:

$$I_1+I_2-I_3=0; \tag{1.12}$$

для узла *2*:

$$I_3-I_1-I_2=0. \tag{1.13}$$

На основании второго закона Кирхгофа (1.8) и закона Ома (1.1) можно было бы составить три уравнения для трех контуров. Для контура *1*:

$$r_1I_1+r_3I_3=E_1; \tag{1.14}$$

для контура *2*:

$$r_2I_2+r_3I_3=E_2; \tag{1.15}$$

для контура *3*:

$$r_1I_1-r_2I_2=E_1-E_2. \tag{1.16}$$

Но схема цепи по рис. 1.15 содержит только три ветви, т. е. для ее расчета необходимы три независимых уравнения.

Для этой схемы число узлов $y = 2$, т. е. по первому закону Кирхгофа должно быть составлено только одно независимое уравнение: (1.12) или (1.13). Действительно, одно из этих уравнений получается из другого умножением на —1.

Из трех контуров на рис. 1.15 независимыми можно, например, считать 1-й и 2-й (во 2-й входит ветвь *2*, которую не содержит 1-й контур). Действительно, уравнение (1.16) можно получить, составив соответственно разности правых и левых частей уравнений (1.14) и (1.15). В качестве независимых для схемы цепи по рис. 1.15 можно взять и любую другую пару контуров.

Для планарных схем, т. е. тех, которые можно изобразить на чертеже без пересекающихся ветвей, независимая система уравнений по второму закону Кирхгофа получается, в частности, если для записи уравнений выбрать ячейки — контуры, не охватывающие ветвей, которые не входят в эти контуры. Так, схема цепи на рис. 1.15 планарная, 1-й и 2-й контуры — ячейки, а 3-й контур охватывает ветвь *3*, которая не входит в этот контур.

После совместного решения системы независимых уравнений определяются токи в ветвях цепи. Если для какого-либо тока будет получено отрицательное значение, то из этого следует, что его действительное направление противоположно выбранному положительному направлению.

Совместное решение системы уравнений, составленных на основании двух законов Кирхгофа для сложной цепи, часто требует значительной затраты времени. Поэтому желательно, когда это возможно, вести расчеты более простыми методами, которые рассматриваются в следующих параграфах. Все эти методы основываются на законах Ома и Кирхгофа.

1.11. СМЕШАННОЕ СОЕДИНЕНИЕ РЕЗИСТИВНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

При наличии в цепи только одного источника ЭДС внешнюю по отношению к источнику часть электрической цепи можно в большинстве случаев рассматривать как смешанное (последовательно-параллельное) соединение резистивных элементов. Например в такой схеме несколько резистивных элементов, которые соединены между собой параллельно, могут быть включены последовательно с другим резистивным элементом, как на рис. 1.16.

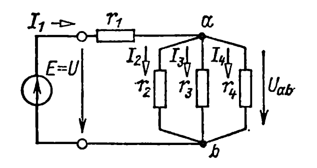


Рис. 1.16.

Расчет смешанного соединения нужно начинать с определения эквивалентной проводимости $g_э$ каждого параллельного соединения резистивных элементов, сложив проводимости параллельно соединенных резистивных элементов, т. е. подключенных к одной и той же паре узлов. В схеме цепи по рис. 1.16 между двумя узлами a и b включены три резистивных элемента с сопротивлениями r_1, r_2 и r_3, т. е. проводимостями $g_1 = 1/r_1$, $g_2 = 1/r_2$, $g_3 = 1/r_3$; эквивалентная проводимость

$$g_э = 1/r_2 + 1/r_3 + 1/r_4.$$

После замены параллельного соединения резистивных элементов эквивалентным резистивным элементом с сопротивлением $r_э = 1/g_э$ получается эквивалентная схема с последовательным соединением двух резистивных элементов r_1 и $r_э$.

Ток в неразветвленной части цепи

$$I_1 = U/(r_1 + r_э).$$

Чтобы определить токи в параллельных ветвях, нужно вычислить сначала напряжение между узлами a и b:

$$U_{ab} = r_э I_1,$$

а затем токи в ветвях по закону Ома:

$$I_2 = U_{ab}/r_2; \quad I_3 = U_{ab}/r_3; \quad I_4 = U_{ab}/r_4.$$

1.12. МЕТОД ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ЦЕПЕЙ

В ряде случаев расчет сложной электрической цепи существенно упрощается, если в этой цепи заменить группу резистивных элементов другой эквивалентной группой, в которой резистивные элементы соединены иначе, чем в заданной цепи. Взаимная эквивалентность двух групп резистивных элементов определяется тем, что после замены режим работы остальной части электрической цепи не изменится. Простейшим примером такого преобразования была рассмотренная в § 1.11 замена нескольких параллельно соединенных резистивных элементов.

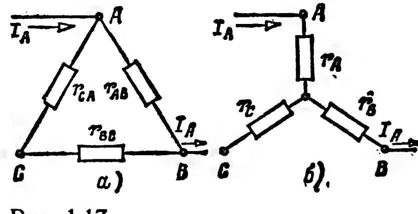


Рис. 1.17.

В общем случае цепь из резистивных элементов по схеме n-лучевая звезда может быть замещена эквивалентной цепью по схеме n-сторонний многоугольник. В обратном направлении преобразование возможно в ограниченном числе случаев. В частности, преобразования в обоих направлениях возможны для цепей резистивных элементов по схемам треугольник и трехлучевая звезда. Такое преобразование часто применяется для сложных цепей постоянного тока, но особенно важно при расчетах сложных цепей трехфазного тока (гл. 3).

Условия эквивалентности цепей по схемам треугольник и звезда (рис. 1.17) проще всего определяются приравниванием значений сопротивлений и проводимостей между одноименными узлами этих двух схем. Предположим, что источник ЭДС подключается сначала между узлами A и B цепи по схеме треугольник (рис. 1.17, *а*), а затем между теми же узлами цепи по схеме звезда (рис. 1.17, *б*). В случае эквивалентности цепей по схемам треугольник и звезда ток I_A источника должен быть одинаков в обоих случаях. Равенство токов получится, если одинаковы проводимости, а следовательно, и сопротивления между узлами A и B цепей по схемам треугольник и звезда. Аналогично

должно быть равенство сопротивлений также при подключении к источнику ЭДС узлов B и C, а затем узлов C и A.

Проводимость между узлами A и B цепи по схеме треугольник:

$$\frac{1}{r_{AB}}+\frac{1}{r_{BC}+r_{CA}}=\frac{r_{AB}+r_{BC}+r_{CA}}{r_{AB}r_{BC}+r_{CA}r_{AB}}.$$

Сопротивление между узлами A и B — величина, обратная проводимости между этими узлами, т. е.

$$(r_{AB}r_{BC}+r_{CA}r_{AB})/(r_{AB}+r_{BC}+r_{CA}).$$

При соединении цепи по схеме звезда сопротивление между теми же узлами A и B равно сумме сопротивлений двух соответствующих ветвей: r_A+r_B.

Согласно условию эквивалентности должно выполняться равенство

$$r_A+r_B=\frac{r_{AB}r_{BC}+r_{CA}r_{AB}}{r_{AB}+r_{BC}+r_{CA}}=\frac{r_{AB}r_{BC}+r_{CA}r_{AB}}{\Sigma r_\Delta}; \quad (1.17)$$

здесь Σr_Δ — сумма сопротивлений всех ветвей цепи по схеме треугольник.

Структура цепей как по схеме треугольник, так и по схеме звезда по отношению к узлам симметрична. Поэтому уравнения равенства сопротивлений между узлами B и C, а затем между узлами C и A можно получить из (1.17) простой циклической перестановкой индексов:

$$r_B+r_C=\frac{r_{BC}r_{CA}+r_{AB}r_{BC}}{\Sigma r_\Delta}; \quad (1.18)$$

$$r_C+r_A=\frac{r_{CA}r_{AB}+r_{BC}r_{CA}}{\Sigma r_\Delta}. \quad (1.19)$$

Чтобы определить сопротивление ветви цепи по схеме звезда r_A, сложим (1.17) и (1.19) и вычтем из этой суммы (1.18); разделив последнее на 2, найдем:

$$r_A=r_{AB}r_{CA}/\sum r_\Delta. \quad (1.20)$$

Два другие выражения для определения сопротивлений ветвей цепи по схеме звезда получим путем простой циклической перестановки индексов:

$$r_B=r_{BC}r_{AB}/\sum r_\Delta; \quad (1.21)$$

$$r_C=r_{CA}r_{BC}/\sum r_\Delta. \quad (1.22)$$

В случае, когда сопротивления всех ветвей цепи по схеме треугольник одинаковы, т. е. $r_{AB}=r_{BC}=r_{CA}=r_\Delta$, сопротивления ветвей эквивалентной цепи по схеме звезда тоже будут одинаковы, причем

$$r_\curlywedge=r_\Delta/3. \quad (1.23)$$

При некоторых расчетах необходимо обратное преобразование цепи по схеме звезда в эквивалентную цепь по схеме треугольник.

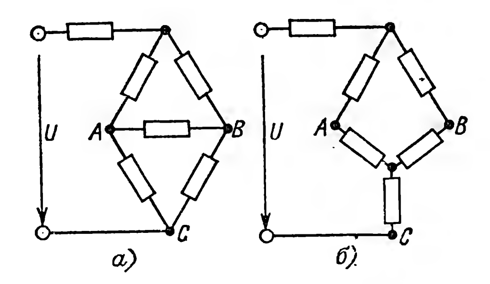


Рис. 1.18.

Чтобы составить уравнение для такого преобразования, перемножим попарно выражения (1.20)—(1.22) и, сложив полученные произведения, получим:

$$r_A r_B + r_B r_C + r_C r_A =$$
$$= r_{AB} r_{BC} r_{CA} / (r_{AB} + r_{BC} + r_{CA}).$$

Последнее уравнение разделим на (1.22) и определим сопротивление ветви эквивалентной цепи по схеме треугольник:

$$r_{AB} = r_A + r_B + r_A r_B / r_C. \quad (1.24)$$

Посредством циклической перестановки индексов в (1.24) найдем выражения для сопротивлений двух других ветвей:

$$r_{BC} = r_B + r_C + r_B r_C / r_A; \quad (1.25)$$

$$r_{CA} = r_C + r_A + r_C r_A / r_B. \quad (1.26)$$

Характерным примером упрощения расчетов с применением метода преобразования цепей может служить преобразование мостовой схемы соединения резистивных элементов (рис. 1.18, *а*). После замены одной из цепей по схеме треугольник эквивалентной цепью по схеме звезда всю цепь (рис. 1.18, *б*) можно рассматривать как смешанное соединение резистивных элементов.

1.13. МЕТОД ДВУХ УЗЛОВ

Часто исследуемая электрическая цепь содержит только два узла или легко может быть преобразована в подобную цепь. Наиболее простым методом расчета в этом случае является метод двух узлов (узлового напряжения).

На рис. 1.19 показана схема цепи с двумя узлами a и b, состоящая из n ветвей.

Так как ветви между узлами a и b соединены параллельно, то разность потенциалов или напряжение между этими узлами можно выразить через ЭДС E_k, ток I_k и сопротивление резистивного элемента r_k любой из ветвей. По обобщенному закону Ома (1.6)

$$I_k = (U_{ba} + E_k)/r_k = (E_k - U_{ab})/r_k,$$

откуда

$$U_{ab} = \varphi_a - \varphi_b = E_k - r_k I_k,$$

где U_{ab} — *узловое напряжение цепи.*

На основании этих соотношений ток

$$I_k=(E_k-U_{ab})g_k, \qquad (1.27)$$

где $g_k = 1/r_k$ — проводимость k-й ветви.

В схеме цепи (рис. 1.19) было принято, что все ЭДС направлены к одному из узлов цепи (к узлу a) и положительное направление каждого тока совпадает с направлением ЭДС в ветви, т. е. все токи направлены к тому же узлу. В действительности, конечно, некоторые ЭДС могут быть направлены к узлу b. В этом случае при расчете токов в ветвях с теми же положительными направлениями (к узлу a) по (1.27) значения ЭДС, действующих к узлу b, должны быть записаны со знаком минус.

По первому закону Кирхгофа алгебраическая сумма токов в узле цепи равна нулю, т. е.

$$I_1+I_2+\ldots+I_k+\ldots+I_n=\sum_{k=1}^{n} I_k=0$$

и, следовательно,

$$\sum_{k=1}^{n}(E_k-U_{ab})g_k=0,$$

откуда узловое напряжение определяется через параметры элементов цепи:

$$U_{ab}=\sum_{k=1}^{n} E_k g_k \Big/ \sum_{k=1}^{n} g_k; \qquad (1.28)$$

здесь со знаком плюс записываются ЭДС, действующие к узлу a.

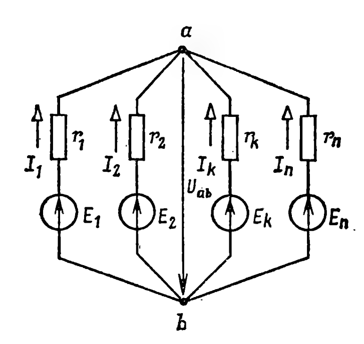


Рис. 1.19.

Зная напряжение между узлами, по (1.27) легко определить ток в любой ветви.

1.14. МЕТОД КОНТУРНЫХ ТОКОВ

Этот метод может быть применен для расчета любой линейной цепи. Его применение позволяет уменьшить число совместно решаемых уравнений по сравнению с числом уравнений, составляемых по законам Кирхгофа.

Для расчета методом контурных токов в сложной электрической цепи (рис. 1.20, a) независимые контуры выбираются так же как и при составлении уравнений по второму закону Кирхгофа, например контуры-ячейки (рис. 1.20, $б$). Затем в каждом из контуров произвольно выбирается положительное направление *контурного тока* (один и тот же ток во всех ветвях соответствующего контура). Расчетную величину — контурный ток обозначим по номеру контура с двойным

индексом, например I_{kk}. Токи в общих для двух или более контуров ветвях определяются на основании первого закона Кирхгофа как алгебраические суммы соответствующих контурных токов.

Алгебраическая сумма ЭДС всех ветвей, входящих в каждый из выбранных независимых контуров, называется *контурной ЭДС* E_{kk} (с двойным индексом номера контура), т. е. для любого k-го контура

$$E_{kk}=\sum E. \qquad (1.29)$$

В выражении (1.29) все ЭДС ветвей, направление которых совпадает (не совпадает) с направлением обхода контура, записываются со знаком плюс (минус).

Арифметическая сумма сопротивлений всех резистивных элементов, входящих в каждый из выбранных контуров, называется *собственным контурным сопротивлением* r_{kk} (с двойным индексом номера контура), т. е.

$$r_{kk}=\sum r. \qquad (1.30)$$

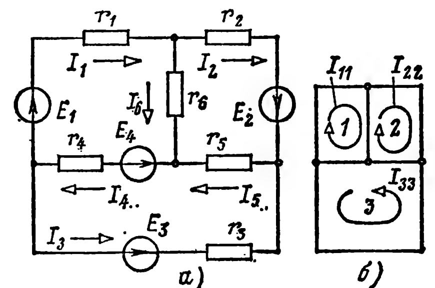


Рис. 1.20.

Арифметическая сумма сопротивлений резистивных элементов, находящихся в общих ветвях двух контуров m и l, называется *общим сопротивлением* этих контуров, причем, очевидно,

$$r_{ml}=r_{lm}.$$

Для контурных токов, как и для токов в ветвях, должен выполняться второй закон Кирхгофа. Поэтому составим систему контурных уравнений для контурных токов по второму закону Кирхгофа для электрической цепи, у которой n независимых контуров:

$$\left.\begin{array}{l} r_{11}I_{11}+r_{12}I_{22}+\ldots+r_{1n}I_{nn}=E_{11};\\ r_{21}I_{11}+r_{22}I_{22}+\ldots+r_{2n}I_{nn}=E_{22};\\ \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\\ r_{n1}I_{11}+r_{n2}I_{22}+\ldots+r_{nn}I_{nn}=E_{nn}. \end{array}\right\} \qquad (1.31)$$

Система уравнений (1.31) является математической формулировкой метода контурных токов. Так как число контурных токов (рис. 1.20, *б*) всегда меньше числа токов в ветвях (рис. 1.20, *а*), то применение метода контурных токов уменьшает число неизвестных величин в решаемой системе уравнений, что весьма существенно при анализе сложных электрических цепей.

Решение системы уравнений (1.31) может быть записано для контурных токов в общей форме с введением определителей:

$$I_{kk}=\frac{\Delta_{k1}}{\Delta}E_{11}+\frac{\Delta_{k2}}{\Delta}E_{22}+\ldots+\frac{\Delta_{kk}}{\Delta}E_{kk}+\ldots+\frac{\Delta_{kn}}{\Delta}E_{nn}; \qquad (1.32)$$

здесь определитель системы уравнений

$$\Delta = \begin{vmatrix} r_{11} r_{12} \dots r_{1k} \dots r_{1n} \\ r_{21} r_{22} \dots r_{2k} \dots r_{2n} \\ \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \\ r_{k1} r_{k2} \dots r_{kk} \dots r_{kn} \\ \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \cdot \\ r_{n1} r_{n2} \dots r_{nk} \dots r_{nn} \end{vmatrix}, \qquad (1.33)$$

а Δ_{kp} ($p = 1, 2, \dots, n$) — алгебраические дополнения, получаемые из определителя Δ посредством вычеркивания k-й строки и p-го столбца и умножения полученного определителя на $(-1)^{k+p}$.

В качестве примера рассмотрим расчет электрической цепи по рис. 1.20, *а*, содержащей шесть ветвей и три независимых контура-ячейки, показанных на рис. 1.20, *б*. Будем считать, что значения всех ЭДС и сопротивлений резистивных элементов заданы. Элементы каждой ветви и токи в ветвях обозначим соответствующими индексами. Для определения шести неизвестных токов в ветвях применим метод контурных токов. Составим контурные уравнения, предварительно произвольно выбрав положительное направление каждого контурного тока совпадающим с направлением обхода соответствующего контура (рис. 1.20, *б*):

$$r_{11}I_{11} - r_{12}I_{22} + r_{13}I_{33} = E_{11},$$

или

$$(r_1 + r_4 + r_6)\,I_{11} - r_6 I_{22} + r_4 I_{33} = E_1 - E_4; \qquad (1.34а)$$

$$-r_{21}I_{11} + r_{22}I_{22} + r_{23}I_{33} = E_{22},$$

или

$$-r_6 I_{11} + (r_2 + r_5 + r_6)\,I_{22} + r_5 I_{33} = E_2; \qquad (1.34б)$$

$$r_{31}I_{11} + r_{32}I_{22} + r_{33}I_{33} = E_{33},$$

или

$$r_4 I_{11} + r_5 I_{22} + (r_3 + r_4 + r_5)\,I_{33} = E_3 - E_4, \qquad (1.34в)$$

где I_{11}, I_{22}, I_{33} — контурные токи; $E_{11} = E_1 - E_4$, $E_{22} = E_2$, $E_{33} = E_3 - E_4$ — контурные ЭДС; $r_{11} = r_1 + r_4 + r_6$, $r_{22} = r_2 + r_5 + r_6$; $r_{33} = r_3 + r_4 + r_5$ — собственные сопротивления контуров; $r_{12} = r_{21} = r_6$, $r_{13} = r_{31} = r_4$, $r_{23} = r_{32} = r_5$ — общие сопротивления соответственно первого и второго, первого и третьего, второго и третьего контуров.

По (1.32) запишем решение системы уравнений (1.34) в общем виде:

$$I_{kk} = \frac{\Delta_{k1}}{\Delta}E_{11} + \frac{\Delta_{k2}}{\Delta}E_{22} + \frac{\Delta_{k3}}{\Delta}E_{33},$$

где определитель (третьего порядка)

$$\Delta = \begin{vmatrix} r_{11} & r_{12} & r_{13} \\ r_{21} & r_{22} & r_{23} \\ r_{31} & r_{32} & r_{33} \end{vmatrix} = r_{11}r_{22}r_{33} + r_{21}r_{32}r_{13} + r_{31}r_{12}r_{23} -$$

$$- r_{11}r_{32}r_{23} - r_{21}r_{12}r_{33} - r_{31}r_{22}r_{13} = r_{11}\Delta_{11} + r_{21}\Delta_{21} + r_{31}\Delta_{31};$$

алгебраические дополнения определителя:

$$\Delta_{11}=\begin{vmatrix} r_{22} & r_{23} \\ r_{32} & r_{33} \end{vmatrix}=r_{22}r_{33}-r_{23}r_{32};$$

$$\Delta_{12}=\Delta_{21}=-(r_{12}r_{33}-r_{32}r_{13}) \text{ и т. д.}$$

Вычислив значения контурных токов, определим по первому закону Кирхгофа токи во всех ветвях электрической цепи: $I_1 = I_{11}$, $I_2 = I_{22}$, $I_3 = I_{33}$, $I_4 = I_{11} + I_{33}$, $I_5 = I_{22} + I_{33}$, $I_6 = I_{11} - I_{22}$.

Таким образом, применяя метод контурных токов, достаточно рассчитать определитель и алгебраические дополнения, после чего контурные токи находятся по формуле (1.32).

Метод контурных токов можно применить и для расчета режима цепи в том случае, если ее схема содержит не только источники ЭДС, но и источники тока. В этом случае ток каждого контура, который содержит источник тока, известен и равен току источника. Поэтому для таких контуров составлять уравнения в системе (1.31) не нужно. Уравнения составляются для всех остальных независимых контуров.

Вторым универсальным методом расчета сложных электрических цепей с любым числом узлов является метод узловых потенциалов (называемый также методом узловых напряжений). Для цепей с двумя узлами этот метод был рассмотрен в § 1.13.

1.15. ПРИНЦИП И МЕТОД НАЛОЖЕНИЯ (СУПЕРПОЗИЦИИ)

Для линейных электрических цепей постоянного тока с источниками ЭДС, тока и резистивными элементами согласно принципу наложения ток в любой ветви равен алгебраической сумме токов в этой ветви (частичных токов) при действии каждого источника в отдельности, остальные источники заменяются резистивными элементами с сопротивлениями, равными внутренним сопротивлениям соответствующих источников [1].

Для самых различных расчетов линейных цепей часто применяется *метод наложения* (суперпозиции), который может быть применен ко всем электрическим процессам, описываемым линейными уравнениями.

В математической форме это общее положение показывает, например, решение системы уравнений для контурных токов (1.32). Заменив в (1.32) каждую из n контурных ЭДС алгебраической суммой ЭДС ветвей (1.29), входящих в соответствующий контур, после приведения подобных членов получим (считая, что каждый k-й контур содержит одну k-ю ветвь, не входящую в другие контуры):

$$I_{kk}=I_k=g_{k1}E_1+g_{k2}E_2+\ldots+g_{kk}E_k+\ldots$$
$$\ldots+g_{kf}E_f+\ldots+g_{km}E_m, \qquad (1.35)$$

---

[1] В механике принцип наложения именуется принципом независимого действия сил, согласно которому движение тела под действием нескольких сил можно рассматривать как результат сложения движений, вызываемых каждой силой в отдельности.

где I_k — ток k-й ветви, входящей только в k-й контур; g_{kk} — собственная проводимость k-й ветви; g_{kf} — взаимная проводимость ветвей k и f; m — число ветвей, содержащих источники ЭДС.

Отметим, что собственная проводимость g_{kk} и взаимная проводимость g_{kf} не являются величинами, обратными собственному сопротивлению и общему сопротивлению контуров (см. § 1.14).

Как следует из (1.35), *собственная проводимость ветви* есть отношение тока в ветви к ЭДС источника в этой ветви при условии, что ЭДС остальных источников равны нулю.

Взаимная проводимость двух ветвей есть отношение тока в одной ветви к ЭДС источника в другой ветви при условии, что ЭДС остальных источников равны нулю.

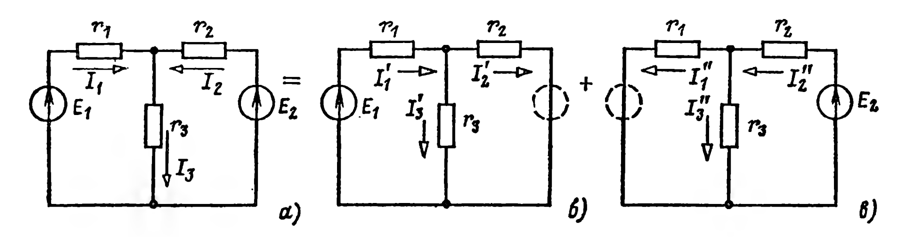


Рис. 1.21.

Если в цепи действуют источники, у которых при расчете токов нельзя пренебречь внутренними сопротивлениями, то источники должны заменяться резистивными элементами с сопротивлениями, равными внутренним сопротивлениям источников.

Для цепей с линейными резистивными элементами всегда справедливо равенство

$$g_{kf} = g_{fk},$$

т. е. для электрической цепи выполняется условие взаимности.

Метод наложения может быть применен и при действии идеальных источников тока. В этом случае ток в любой ветви равен алгебраической сумме частичных токов при действии каждого источника тока в отдельности. При определении каждого частичного тока остальные источники тока следует заменить резистивными элементами с бесконечно большими сопротивлениями, т. е. соответствующие участки электрической цепи разомкнуть.

На рис. 1.21, *а* показана последовательность расчета с применением метода наложения электрической цепи, содержащей источники ЭДС в двух ветвях.

После исключения ЭДС E_2 получается простое смешанное соединение резистивных элементов (рис. 1.21, *б*). Ток в неразветвленной части

$$I'_1 = \frac{E_1}{r_1 + r_2 r_3/(r_2 + r_3)},$$

токи в двух параллельных ветвях

$$I'_2 = \frac{E_1 - r_1 I'_1}{r_2}; \quad I'_3 = \frac{E_1 - r_1 I'_1}{r_3}.$$

Затем исключается ЭДС E_1 (рис. 1.21, *в*) и аналогично рассчитываются токи I''_2, I''_1 и I''_3.

По методу наложения токи в ветвях электрической цепи рис. 1.21, *а*

$$I_1 = I'_1 - I''_1; \quad I_2 = I''_2 - I'_2; \quad I_3 = I'_3 + I''_3.$$

Существенным недостатком метода наложения является необходимость повышенной точности расчета в том случае, когда частичные токи имеют противоположное направление и близки по значениям. Повышенная точность необходима из-за того, что относительно небольшая погрешность при расчете частичного тока может привести к большой погрешности в окончательном результате.

Применяя метод наложения, можно определять частичные токи не отдельно от каждого источника, а от источников, разделенных на группы.

1.16. ПРИНЦИП КОМПЕНСАЦИИ

Применяя *принцип компенсации*, можно любой резистивный элемент электрической цепи с сопротивлением r и током I заменить действующим навстречу току источником с ЭДС

$$E = rI = U. \quad (1.36)$$

Рис. 1.22.

Принцип компенсации непосредственно следует из уравнения, записанного по второму закону Кирхгофа (1.8), в котором любое слагаемое суммы напряжений на резистивных элементах можно перенести с противоположным знаком в правую часть уравнения, что эквивалентно замене соответствующего резистивного элемента источником ЭДС, действующим навстречу току.

В качестве примера рассмотрим применение принципа компенсации в цепи рис. 1.22, *а*. Запишем уравнение по второму закону Кирхгофа:

$$U_{ab} + U_{bc} = r_1 I + r_2 I = E_1.$$

Перенесем слагаемое U_{ab} с противоположным знаком в правую часть уравнения:

$$U_{bc} = E_1 - U_{ab}.$$

Включим между точками *a* и *b* вместо резистивного элемента источник ЭДС $E_{ab} = U_{ab} = r_1 I$ (рис. 1.22, *б*). При этом ток не изменится, так как разность потенциалов $\varphi_a - \varphi_b$ между точками *a* и *b* не изменилась. В схеме рис. 1.22, *а* имеем $\varphi_a - \varphi_b = U_{ab}$ и в схеме рис.

1.22, *б* разность потенциалов $\varphi_a - \varphi_b = E_{ab}$ такая же, так как $E_{ab} = U_{ab}$. Следовательно, схема на рис. 1.22, *б* эквивалентна заданной (рис. 1.22, *а*).

1.17. МЕТОД ЭКВИВАЛЕНТНОГО ГЕНЕРАТОРА (АКТИВНОГО ДВУХПОЛЮСНИКА)

Этот метод целесообразно применять в тех случаях, когда нужно рассчитать ток только в одной ветви *ab* сложной электрической цепи, например в приемнике, подключенном к выходу усилителя. Подобного рода задача часто встречается также при расчетах устройств для электрических измерений неэлектрических величин, систем автоматического регулирования и т. п.

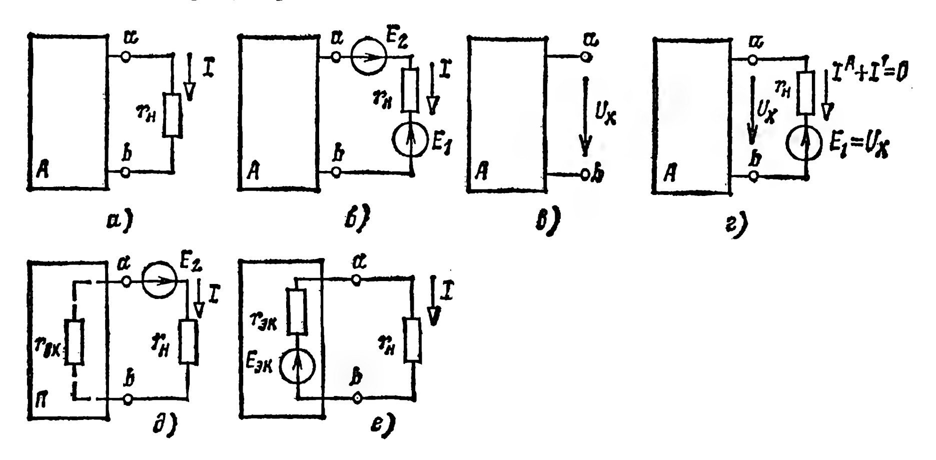


Рис. 1.23.

Будем считать ветвь *ab* внешней по отношению ко всей остальной части электрической цепи, которая может содержать источники ЭДС, источники тока и резистивные элементы с постоянными сопротивлениями. Эту часть цепи можно рассматривать как *активный двухполюсник* по отношению к ветви *ab*, с которой она соединяется двумя выводами (полюсами) *a* и *b* (рис. 1.23, *а*). На этом рисунке активный двухполюсник условно изображен в виде прямоугольника с буквой *А* (активный) и показаны два его вывода *a* и *b*. Двухполюсник, который не содержит источников энергии, называется *пассивным двухполюсником* и изображается прямоугольником с буквой *П* (пассивный).

Если к выводам *a* и *b* активного двухполюсника подключить резистивный элемент (приемник) с сопротивлением $r_н$ (нагрузить), то во внешней части цепи — ветви *ab* появится ток $I_{ab} = I$ (рис. 1.23, *а*).

Рассматриваемый метод позволяет рассчитать ток в резистивном элементе $r_н$ (сопротивлении нагрузки), представляя активный двухполюсник в виде *эквивалентного генератора*. Поэтому и сам метод называется методом эквивалентного генератора.

Чтобы определить параметры эквивалентного генератора, произведем в заданной электрической цепи (рис. 1.23, *а*) ряд последовательных преобразований.

Включим последовательно с приемником и навстречу друг другу два одинаковых источника ЭДС $E_1 = E_2$ (рис. 1.23, *б*). Так как эти ЭДС одинаковые и действуют в противоположных направлениях, то ток $I_{ab} = I$ в ветви ab не изменится. Следовательно, не изменится и режим работы активного двухполюсника, т. е. схема рис. 1.23,*б* эквивалентна заданной (рис. 1.23, *а*).

Для расчета тока $I_{ab} = I$ в цепи рис. 1.23, *б* применим метод наложения, представив ток I в виде суммы трех частичных токов: тока I^A при действии всех источников энергии активного двухполюсника; тока I' при действии источника ЭДС E_1 и тока I'' при действии источника ЭДС E_2:

$$I = I^A + I' + I''.$$

Выберем ЭДС $E_1 = E_2$ равной напряжению холостого хода $U_{ab\text{х}} = U_\text{х}$ активного двухполюсника между выводами a и b, т. е. напряжению при отключенном приемнике ($I = 0$), как показано на рис. 1.23, *в*. В этом случае при действии всех источников активного двухполюсника и источника ЭДС $E_1 = U_\text{х}$ ток в сопротивлении нагрузки (рис. 1.23, *г*) будет равен нулю ($I^A + I' = 0$).

Следовательно, при определении тока I все эти источники можно исключить, заменив их резистивными элементами с сопротивлениями, равными внутренним сопротивлениям соответствующих источников. В полученной после такого преобразования электрической цепи (рис. 1.23, *д*) активный двухполюсник заменен пассивным, который содержит только резистивные элементы, так как источники активного двухполюсника не действуют. Параметром пассивного двухполюсника является его входное сопротивление $r_\text{вх}$ между выводами a и b. Ток I в приемнике при действии одной ЭДС $E_2 = U_\text{х}$ (рис. 1.23, *д*) такой же, как и для заданной цепи (рис. 1.23, *а*).

Сравнив схемы на рис. 1.23, *а* и *д*, заключаем, что для активного двухполюсника можно составить эквивалентную схему замещения с ЭДС $E_\text{эк} = E_2 = U_\text{х}$ и внутренним сопротивлением $r_\text{эк} = r_\text{вх}$, т. е. заменить его эквивалентным генератором (рис. 1.23, *е*).

Для электрической цепи с эквивалентным генератором (рис. 1.23, *е*)

$$I = E_\text{эк}/(r_\text{н} + r_\text{вк}) = U_\text{х}/(r_\text{н} + r_\text{вх}). \qquad (1.37)$$

Выражение (1.37) показывает, что для определения тока в приемнике достаточно знать два параметра активного двухполюсника: напряжение холостого хода между его выводами и входное сопротивление, которое можно измерить при помощи соответствующих приборов. Знание электрической цепи активного двухполюсника при этом не обязательно.

Для определения параметров активного двухполюсника часто пользуются *методом холостого хода и короткого замыкания*. Измерив при помощи вольтметра напряжение холостого хода между выводами двухполюсника $U_\text{х}$, а затем при короткозамкнутых выводах a и b

($r_н = 0$) ток короткого замыкания при помощи амперметра, непосредственно из (1.37) можно определить входное сопротивление $r_{вх} = U_х/I_к$.

В качестве примера рассмотрим расчет тока I в электрической цепи по рис. 1.24, *а* методом эквивалентного генератора. Для расчета напряжения холостого хода $U_х$ между выводами *a* и *b* активного двухполюсника разомкнем ветвь с резистивным элементом $r_н$ (рис. 1.24, *б*).

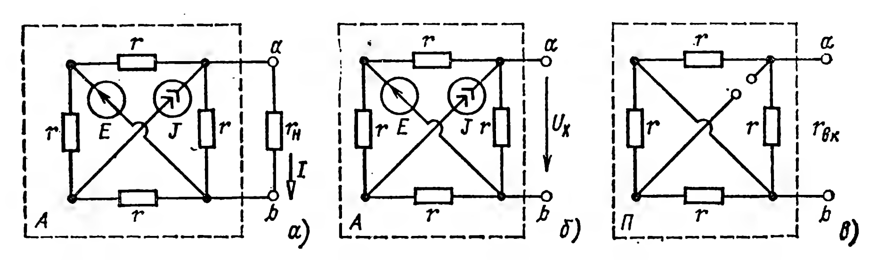


Рис. 1.24.

Применяя метод наложения и учитывая симметрию электрической цепи, найдем:

$$U_х = rJ/2 + E/2.$$

Заменив источники электрической энергии (в этом примере источники ЭДС и тока) активного двухполюсника резистивными элементами с сопротивлениями, равными внутренним сопротивлениям соответствующих источников (в этом примере нулевым для источника ЭДС и бесконечно большим для источника тока сопротивлениями), получим пассивный двухполюсник (рис. 1.24, *в*), входное сопротивление которого (сопротивление, измеренное на выводах *a* и *b*) $r_{вк} = r/2$.

По (1.37) искомый ток

$$I = \frac{rJ/2 + E/2}{r_н + r/2}.$$

1.18. УСЛОВИЕ ПЕРЕДАЧИ МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ ПРИЕМНИКУ

В устройствах связи, в электронике, автоматике и т. д. очень часто желательно передать от источника к приемнику (исполнительному механизму) наибольшую возможную в данных условиях энергию, причем КПД передачи имеет второстепенное значение.

В качестве простого примера такой передачи рассмотрим питание приемника с сопротивлением $r_н$ от источника энергии с ЭДС E и внутренним сопротивлением $r_{вт}$, находящегося на некотором расстоянии от приемника и соединенного с приемником двухпроводной линией с общим сопротивлением проводов $r_п$ (рис. 1.25).

Обозначим сумму внутреннего сопротивления $r_{вт}$ источника энергии и сопротивления проводов $r_п$ через r, т. е. $r = r_п + r_{вт}$. По закону Ома ток в рассматриваемой цепи $I = E/(r + r_н)$ и мощность приемника

(по закону Джоуля—Ленца)

$$P_н = r_н I^2 = r_н E^2/(r + r_н)^2.$$

При двух предельных значениях сопротивления $r_н = 0$ и $r_н = \infty$ мощность приемника равна нулю, так как в первом случае равно нулю напряжение между выводами приемника, а во втором случае — ток в цепи. Следовательно, некоторому определенному значению $r_н$ соответствует наибольшее возможное (при данных E и r) значение мощности приемника. Чтобы определить это значение сопротивления $r_н$, приравняем нулю первую производную от мощности $P_н$ по $r_н$:

$$\frac{dP_н}{dr_н} = E^2[(r + r_н)^2 - r_н(2r + 2r_н)]/(r + r_н)^4 = 0.$$

Так как знаменатель этого выражения не равен бесконечности, то

$$(r + r_н)^2 - 2r_н r - 2r_н^2 = 0,$$

откуда следует, что мощность приемника будет максимальна при условии

$$r_н = r. \qquad (1.38)$$

Эта максимальная мощность

$$P_{н max} = r(E/2r)^2 = E^2/4r.$$

Равенство (1.38) называется *условием максимальной мощности* приемника.

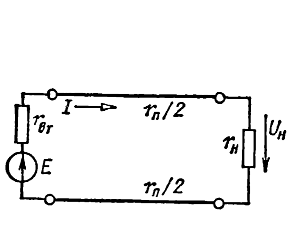


Рис. 1.25.

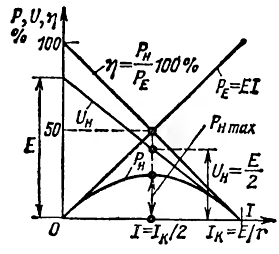


Рис. 1.26.

На рис. 1.26 показаны зависимости от тока мощности приемника $P_н = r_н I^2$, мощности $P_E = (r_н + r) I^2 = EI$, развиваемой источником энергии, напряжения приемника $U_н$ и КПД передачи энергии

$$\eta = P_н/P_E.$$

После подстановки значений $P_н$ и P_E для КПД получим зависимость от сопротивления приемника:

$$\eta = \frac{r_н I^2}{(r_н + r) I^2} = \frac{r_н}{r_н + r}.$$

В режиме максимальной мощности ($r_н = r$) КПД $\eta = 0{,}5$, т. е. половину мощности, развиваемой источником, составляет мощность потерь на внутреннем сопротивлении источника и в передающей си-

стеме. Такой низкий КПД совершенно неприемлем для электроэнергетических систем, где потери энергии при передаче не превышают примерно 10 % энергии, вырабатываемой источниками.

В устройствах электросвязи, автоматики и т. п. мощность приемников энергии невелика. Она составляет часто милливатты; поэтому с энергетической точки зрения допустимы передачи с относительно малыми КПД. Важно, чтобы как можно бо́льшая доля мощности источника была использована в исполнительном устройстве (например, в телефонной трубке). По указанной причине режим максимальной мощности широко используется в соответствующих отраслях электротехники.

Здесь было определено условие получения максимума мощности в приемнике для простой цепи с линией передачи. Но полученное условие имеет более широкое значение. Достаточно вспомнить, что сколь угодно сложную линейную цепь, содержащую источники энергии и соединенную с приемником при помощи двух выводов, можно заменить эквивалентным генератором с ЭДС $E_{эк}$ и внутренним сопротивлением $r_{эк}$ (см. § 1.17). К такому эквивалентному генератору, замещающему любой активный линейный двухполюсник, применимо условие максимальной мощности. При подключении к выводам активного двухполюсника приемника с сопротивлением $r_н = r_{эк}$ мощность приемника будет максимальна.

1.19. ЧЕТЫРЕХПЛЕЧИЕ МОСТЫ

В устройствах автоматики и измерительной техники часто встречается четырехплечий мост, в диагональ которого включается измерительный прибор, обмотка реле или обмотка какого-либо другого исполнительного устройства. Если четырехплечий мост находится в равновесии, то тока в диагонали моста нет. Если четырехплечий мост вывести из состояния равновесия, например, изменив значение параметра одного из плеч, то в диагонали моста появится электрический ток. По значению и направлению тока в диагонали четырехплечего моста можно судить о степени расстройки моста и в конечном счете получить количественную оценку причин, вызывающих эту расстройку.

Рис. 1.27.

На рис. 1.27 показана схема цепи четырехплечего моста постоянного тока, подключенного к источнику ЭДС E, с плечами — резистивными элементами r_1, r_2, r_3 и r_4.

Для определения тока в диагонали моста $I = I_{ab}$ при замкнутом ключе применим метод эквивалентного генератора. Представим четырехплечий мост относительно точек a и b в виде активного двухполюсника (рис. 1.23, a), к выводам которого a и b подключен резистивный элемент $r_н$.

Чтобы рассчитать ток по формуле (1.37), определим сначала напряжение между выводами a и b в режиме холостого хода (диагональ

моста разомкнута). В этом режиме токи $I_{2х} = E/(r_1 + r_2)$ и $I_{4х} = E/(r_3 + r_4)$, напряжение

$$U_х = r_2 I_{2х} - r_4 I_{4х} = \frac{r_2 E}{r_1 + r_2} - \frac{r_4 E}{r_3 + r_4}.$$

Входное сопротивление двухполюсника относительно выводов a и b (источник ЭДС E не действует и точки c и d короткозамкнуты, т. е. параллельно соединены резистивные элементы с сопротивлениями r_1, r_2 и r_3, r_4):

$$r_{вх} = \frac{r_1 r_2}{r_1 + r_2} + \frac{r_3 r_4}{r_3 + r_4}.$$

Ток в диагонали четырехплечего моста по (1.37)

$$I = \frac{U_х}{r_{вх} + r_н} =$$

$$= \frac{[r_2 (r_3 + r_4) - r_4 (r_1 + r_2)] E}{r_1 r_2 (r_3 + r_4) + r_3 r_4 (r_1 + r_2) + r_н (r_1 + r_2)(r_3 + r_4)}.$$

Если сопротивления резистивных элементов трех плеч моста и ЭДС источника неизменны, то изменение тока в диагонали моста будет зависеть только от изменения значения сопротивления резистивного элемента одного плеча. В случае резистивного элемента, сопротивление которого зависит от параметров внешней среды (температуры, давления, влажности и т. д.), изменение тока в диагонали моста будет в некотором масштабе отражать изменения этих параметров. Такой четырехплечий мост может служить преобразователем для измерения неэлектрических величин.

В устройствах регулирования четырехплечий мост применяется в цепях обратной связи. Значение и направление тока в диагонали моста являются исходной информацией для изменения положения рабочих органов регулирующей аппаратуры так, чтобы значение регулируемого параметра было номинальным в состоянии покоя, когда тока в диагонали моста нет.

1.20. НЕЛИНЕЙНЫЕ ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА

В общем случае у всех электротехнических устройств постоянного тока зависимость тока от напряжения между выводами устройства нелинейная: $I(U)$. Если эта нелинейность в широком диапазоне изменений значений тока и напряжения невелика, то при расчетах можно такое электротехническое устройство представить линейной схемой замещения.

Практически, однако, встречается значительное число электротехнических устройств, у которых зависимости $I(U)$ существенно нелинейные.

На рис. 1.28 приведены в качестве примера нелинейные характеристики $I(U)$ трех электротехнических устройств при постоянном токе: *а* — лампы накаливания; *б* — полупроводникового диода; *в* — электронной лампы. Сравнение этих внешних характеристик показывает, что существует большое их разнообразие.

Для расчета электрических цепей с нелинейными электротехническими устройствами последние необходимо представить в виде нелинейных схем замещения. В простейшем случае элементами нелинейной схемы замещения являются *нелинейные резистивные элементы.* На рис. 1.29 приведено условное изображение нелинейного резистивного элемента, который в цепи постоянного тока представляет схему замещения каждого из электротехнических устройств, характеристики которых даны на рис. 1.28.

Характеристика $I(U)$, определяющая свойства нелинейного резистивного элемента, называется *вольт-амперной характеристикой* (сокращенно ВАХ); она может быть задана аналитически, графически (рис. 1.28) или в виде таблицы.

В общем случае нелинейные схемы замещения электротехнических устройств

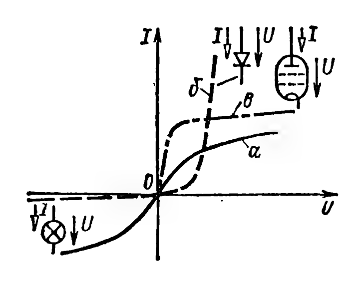


Рис. 1.28.

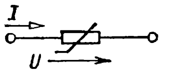


Рис. 1.29.

постоянного тока содержат кроме нелинейных резистивных элементов еще и нелинейные источники напряжения и тока, нелинейные свойства которых также задаются их внешними (вольт-амперными) характеристиками.

В дальнейшем ограничимся анализом нелинейных электрических цепей, содержащих только нелинейные резистивные элементы.

Вследствие нелинейности вольт-амперных характеристик $I(U)$ нелинейных резистивных элементов для расчета нелинейных электрических цепей нельзя применять метод наложения. Поэтому неприменимы или применимы с дополнительными ограничениями все методы расчета электрических цепей, которые на нем основаны. В общем случае для анализа нелинейных электрических цепей неприменимы метод контурных токов, метод узлового напряжения, метод преобразования. Метод эквивалентного генератора можно применить для расчета нелинейной электрической цепи при условии, что активный двухполюсник не содержит нелинейных резистивных элементов.

1.21. МЕТОДЫ АНАЛИЗА НЕЛИНЕЙНЫХ ЦЕПЕЙ

Рассмотрим два основных метода анализа нелинейных электрических цепей — графический и аналитический.

Графический метод. При графическом методе расчета последовательность операций сохраняется примерно той же, что и при расчетах линейных цепей, только вместо сложения или вычитания значений напряжений или токов производится сложение или вычитание абсцисс или ординат соответствующих вольт-амперных характеристик.

Рассмотрим особенности применения графического метода для анализа электрических цепей с последовательным, параллельным и смешанным соединениями нелинейных резисторов.

Последовательное соединение нелинейных резистивных элементов. На рис. 1.30 дана схема электрической цепи, содержащая два последовательно соединенных нелинейных резистивных элемента, и построены их вольт-амперные характеристики $I\ (U_1)$ и $I\ (U_2)$.

Если к такой электрической цепи подключить источник тока, то анализ цепи становится тривиальным. Действительно, при известном токе источника, т. е. и в нелинейных резистивных элементах, напряжения на элементах можно определить непосредственно по вольт-амперным характеристикам.

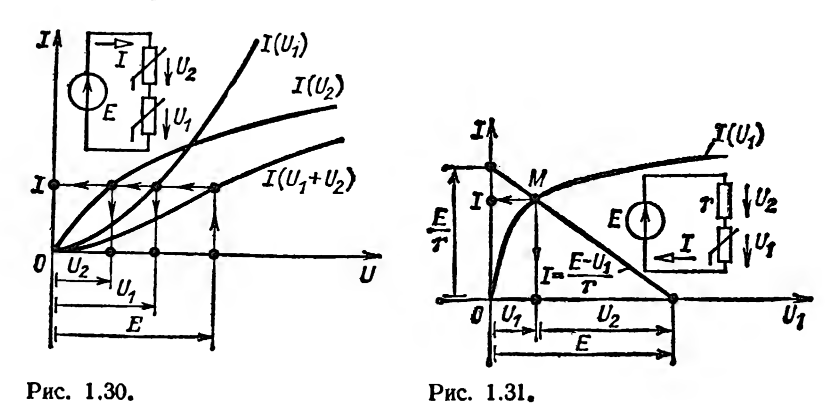


Рис. 1.30.

Рис. 1.31.

Анализ цепи сложнее, если к электрической цепи подключен источник ЭДС E. В этом случае для расчета режима нелинейных резистивных элементов необходимо выполнить эквивалентное преобразование цепи.

Заменим схему цепи с двумя последовательно включенными нелинейными резистивными элементами схемой с одним эквивалентным нелинейным резистивным элементом. Так как значения токов в преобразуемых и эквивалентном нелинейных резистивных элементах должны быть одинаковыми, то вольт-амперная характеристика эквивалентного нелинейного резистивного элемента строится графическим суммированием по напряжению вольт-амперных характеристик $I\ (U_1)$ и $I\ (U_2)$, как и показано на рис. 1.30.

По вольт-амперной характеристике эквивалентного резистивного элемента при известном значении ЭДС E источника сразу графически определяется ток в цепи I. Для найденного тока по вольт-амперным характеристикам нелинейных резистивных элементов $I\ (U_1)$ и $I\ (U_2)$ легко найти и значения напряжений U_1 и U_2.

Если электрическая цепь содержит не два, а большее число последовательно соединенных нелинейных резистивных элементов с известными вольт-амперными характеристиками, то анализ цепи выполняется аналогично.

На практике часто встречаются электрические цепи, содержащие последовательное соединение нелинейного и линейного резисторов, например в различных типах усилителей, в которых роль нелинейного элемента выполняет транзистор или какой-либо другой прибор. Анализ таких цепей целесообразно выполнять графическим *методом нагрузочной характеристики.* Для расчета режима анализируемой цепи (рис. 1.31) запишем уравнение по второму закону Кирхгофа:

$$rI + U_1 = E,$$

откуда

$$I = (E - U_1)/r. \tag{1.39}$$

При постоянных значениях E и r из (1.39) следует, что между током I в линейном резистивном элементе и напряжением U_1 на нелинейном резистивном элементе существует линейная зависимость $I = F(U_1)$, которая называется нагрузочной характеристикой (это внешняя характеристика активного двухполюсника относительно выводов нелинейного элемента).

Построим нагрузочную характеристику — прямую (рис. 1.31), которая должна проходить через две точки соответственно на оси абсцисс и ординат: из (1.39) при $I = 0$ находим $U_1 = E$ и при $U_1 = 0$ ток $I = E/r$.

Ток во всех элементах при последовательном соединении имеет одинаковое значение, которое должно удовлетворять как нагрузочной характеристике $I = F(U_1)$, так и вольт-амперной характеристике нелинейного резистивного элемента $I(U_1)$. Следовательно, точка пересечения этих характеристик (точка M на рис. 1.31) определяет режим цепи, т. е. значения тока I и напряжений U_1 и U_2.

Метод нагрузочной характеристики можно применять и для анализа электрической цепи, содержащей линейный активный двухполюсник, к выводам которого подключен нелинейный резистор. Действительно, линейный активный двухполюсник можно заменить эквивалентным генератором, содержащим последовательно соединенные идеальный источник ЭДС $E_{эк}$ и линейный резистивный элемент $r_{эк}$, которые показаны на рис. 1.23, *е*. При нелинейном резисторе $r_н$ эта цепь аналогична приведенной на рис. 1.31.

Параллельное соединение нелинейных резистивных элементов. На рис. 1.32 дана схема электрической цепи, состоящей из двух нелинейных резистивных элементов, соединенных параллельно. Подключение к такой цепи источника ЭДС приводит к тривиальной задаче. При заданном напряжении ток в каждом из нелинейных резистивных элементов определяется непосредственно по вольт-амперным характеристикам $I_1(U)$ и $I_2(U)$.

Если к цепи, состоящей из параллельного соединения нелинейных резистивных элементов, подключить источник тока J (рис. 1.32), то анализ цепи можно выполнить графическим методом. Для этого заменим два нелинейных резистивных элемента, соединенных параллельно, одним эквивалентным нелинейным резистивным элементом. Так как значения напряжений на преобразуемых и эквивалентном нелинейных

резистивных элементах должны быть одинаковыми, то вольт-амперная характеристика эквивалентного нелинейного резистивного элемента строится графическим суммированием по току вольт-амперных характеристик $I_1(U)$ и $I_2(U)$.

При известном токе J источника по характеристике эквивалентного нелинейного резистивного элемента сразу определяется значение приложенного к нему напряжения U, которое равно напряжению на каждом из нелинейных резистивных элементов, соединенных параллельно. По вольт-амперным характеристикам $I_1(U)$ и $I_2(U)$ определяются токи I_1 и I_2 в нелинейных резистивных элементах (рис. 1.32).

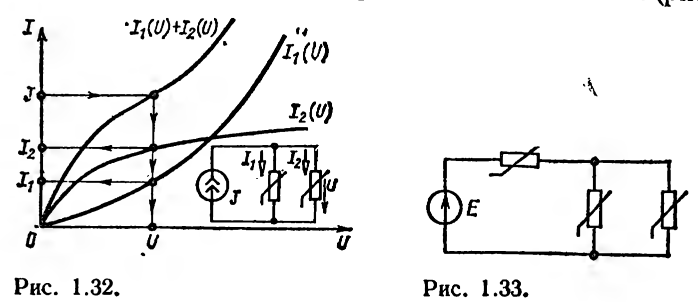


Рис. 1.32. Рис. 1.33.

Если электрическая цепь содержит не два, а большее число параллельно соединенных нелинейных резистивных элементов с известными вольт-амперными характеристиками, то анализ цепи выполняется аналогично.

Анализ цепи со смешанным соединением нелинейных резистивных элементов и одним источником энергии (рис. 1.33) не содержит ничего принципиально нового. При применении графического метода сначала параллельное соединение нелинейных резистивных элементов заменяется эквивалентным нелинейным резистивным элементом, как было показано выше. После такого преобразования схема электрической цепи содержит два нелинейных резистивных элемента, соединенных последовательно. Анализ такой цепи также рассмотрен выше.

Графические методы расчета нелинейных электрических цепей очень наглядны, но достаточно трудоемки.

Аналитический метод. Из различных аналитических методов расчета нелинейных электрических цепей наиболее часто применяется *метод линеаризации вольт-амперных характеристик.* Этот метод заключается в том, что вольт-амперная характеристика каждого нелинейного резистивного элемента делится на несколько участков, каждый из которых затем аппроксимируется отрезком прямой линии. Совокупность всех линеаризованных участков дает аппроксимацию вольт-амперной характеристики в виде ломаной линии. В пределах каждого линеаризованного участка зависимость между током и напряжением задается линейным уравнением (с постоянными коэффициентами). В результате нелинейный резистивный элемент представляется схемой, содержащей элементы с постоянными параметрами, т. е. линейной схемой замещения.

Представив все нелинейные резистивные элементы в пределах рабочих участков вольт-амперных характеристик соответствующими линейными схемами замещения, получим полную линейную схему замещения нелинейной цепи. Для расчета режима полной линейной схемы замещения можно пользоваться всеми рассмотренными выше методами анализа линейных цепей при условии, что режим каждого нелинейного элемента определяется рабочей точкой, которая находится в пределах линеаризованного рабочего участка его вольт-амперной характеристики.

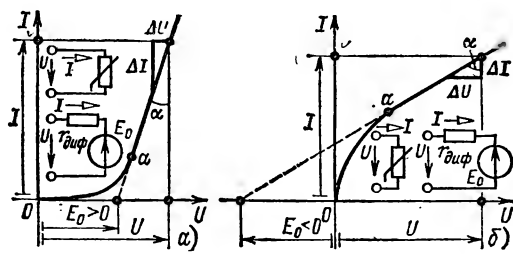


Рис. 1.34.

Рассмотрим линейные схемы замещения нелинейных резистивных элементов и определим параметры элементов этих схем замещения.

Если некоторый участок нелинейной вольт-амперной характеристики можно приближенно заменить отрезком прямой, то в пределах этого участка отношение изменения напряжения ΔU к изменению тока ΔI — величина постоянная, т. е. $\Delta U/\Delta I = \text{const}$, или в пределе $dU/dI = \text{const}$. Эта величина $dU/dI = r_{\text{диф}}$ называется *дифференциальным сопротивлением* нелинейного резистивного элемента.

В отличие от дифференциального сопротивления отношение $U/I = r_{\text{ст}}$ в каждой точке того же участка вольт-амперной характеристики именуется *статическим сопротивлением*. Статическое сопротивление даже на линеаризованном участке вольт-амперной характеристики имеет непостоянное значение. Исключение составляют лишь характеристики, у которых линеаризованный участок или его продолжение проходит через начало координат. Поэтому статическое сопротивление редко применяется в расчетах.

На рис. 1.34, *а* приведена нелинейная вольт-амперная характеристика, участок которой выше точки *а* можно считать линейным и, следовательно, изобразить отрезком прямой линии. Продолжим этот линеаризованный участок до пересечения с осью напряжений. Будем считать, что отсеченный таким образом на оси напряжений отрезок изображает в масштабе построения некоторую фиктивную ЭДС $E_0 > 0$.

Линеаризованному участку вольт-амперной характеристики соответствует дифференциальное сопротивление

$$r_{\text{диф}} = dU/dI = m_r \operatorname{tg} \alpha = (U - E_0)/I, \tag{1.40}$$

где $m_r = m_U/m_I$ — коэффициент, определяемый выбранными при построении характеристики масштабами вдоль оси абсцисс m_U и вдоль оси ординат m_I.

Из выражения (1.40) получаем уравнение, связывающее напряжение и ток нелинейного резистивного элемента в пределах рабочего участка (выше точки *а* на рис. 1.34, *а*):

$$U = E_0 + r_{диф} I. \qquad (1.41)$$

Как следует из (1.41), нелинейный резистивный элемент при напряжении $U > U_a$ можно заменить линейной схемой замещения, состоящей из источника постоянной ЭДС E_0, направленной навстречу току, и линейного резистивного элемента с сопротивлением $r_{диф}$ (рис. 1.34, *а*).

Линеаризованный участок вольт-амперной характеристики нелинейного резистивного элемента, расположенный выше точки *а*, может быть и таким, как показано на рис. 1.34, *б*. Продолжение участка отсекает отрезок, изображающий в масштабе построения ЭДС $E_0 < 0$ на отрицательной полуоси напряжения. В этом случае дифференциальное сопротивление

$$r_{диф} = dU/dI = m_r \operatorname{tg} \alpha = (U - E_0)/I, \qquad (1.42)$$

т. е. в пределах линеаризованного участка справедливо уравнение

$$U = E_0 + r_{диф} I, \qquad (1.43)$$

которое совпадает с (1.41). Следовательно, схемы замещения нелинейного резистивного элемента по рис. 1.34, *а* и *б* также совпадают с той разницей, что в первом случае $E_0 > 0$, а во втором $E_0 < 0$.

ГЛАВА ВТОРАЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

2.1. ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Электротехнические устройства синусоидального (переменного) тока находят самое широкое применение в различных областях народного хозяйства: при генерировании, передаче и трансформировании электрической энергии, в электроприводе, бытовой технике, промышленной электронике, радиотехнике и т. д. Преимущественное распространение электротехнических устройств синусоидального тока обусловлено рядом причин.

Современная энергетика основана на передаче энергии на дальние расстояния при помощи электрического тока. Обязательным условием передачи электроэнергии на дальние расстояния и ее распределения является возможность применения простого и с малыми потерями энергии преобразования тока. Такое преобразование осуществимо лишь в электротехнических устройствах переменного тока — трансформаторах. Вследствие громадных преимуществ трансформирования в современной электроэнергетике и применяется прежде всего синусоидальный ток. Исключение составляют лишь линии передачи постоян-

ного тока сверхвысокого напряжения и некоторые технологические установки, но и они входят составной частью в систему цепей синусоидального тока.

Большим стимулом для разработки и развития электротехнических устройств синусоидального тока является возможность получения источников электрической энергии большой мощности. У современных турбогенераторов тепловых электростанций мощность равна 100—1500 МВт на один агрегат. Большие мощности имеют и генераторы гидростанций.

К наиболее простым и дешевым электрическим двигателям относятся асинхронные двигатели синусоидального тока, в которых отсутствуют движущиеся электрические контакты.

Для электроэнергетических установок (в частности, для всех электрических станций) в СССР и в большинстве стран мира принята стандартная частота 50 Гц (в США — 60 Гц). Причины такого выбора простые: понижение частоты неприемлемо, так как уже при частоте тока 40 Гц лампы накаливания заметно для глаза мигают; повышение частоты нежелательно, так как пропорционально частоте растет ЭДС самоиндукции, отрицательно влияющая на передачу энергии по проводам и работу многих электротехнических устройств.

Эти соображения, однако, не ограничивают применение синусоидального тока других частот для решения различных технических и научных задач. Например, частота синусоидального тока электрических печей для выплавки тугоплавких и особо чистых металлов составляет 500 Гц — 50 кГц, а в электроакустических установках частота синусоидального тока может составлять несколько герц.

Развитие радиотехники привело к созданию специфических высокочастотных (мегагерцы) устройств: антенн, генераторов, преобразователей и т. д. Многие из этих устройств основаны на свойстве переменного тока генерировать переменное электромагнитное поле, при помощи которого можно осуществить направленную передачу энергии без проводов.

В дальнейшем ограничимся изучением главным образом электротехнических устройств синусоидального тока промышленной частоты и методов анализа режимов их работы.

2.2. ЭЛЕМЕНТЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Электрическая цепь синусоидального тока содержит помимо электротехнических устройств, назначение которых совпадает с назначением функционально аналогичных устройств цепи постоянного тока (источники энергии, измерительные приборы, коммутационные аппараты и т. д.), также устройства, присущие только цепям синусоидального тока: трансформаторы, конденсаторы, катушки индуктивности и др.

Всю совокупность электротехнических устройств в цепи синусоидального тока для наглядного и компактного отображения связей между ними можно представить принципиальной схемой, аналогичной показанной на рис. 1.2

Для расчета режима работы электротехнических устройств необходимо перейти от принципиальной схемы цепи к ее схеме замещения, которая является количественной моделью для описания процессов в цепи. Схема замещения цепи получается из принципиальной схемы цепи, если все электротехнические устройства представлены соответствующими схемами замещения, состоящими из идеализированных элементов, каждый из которых с достаточно хорошим приближением описывает процессы в той или иной части реального устройства. Напряжения и токи в электрических цепях синусоидального тока и в схемах замещения, соответствующие различным моментам времени, а также в других электрических цепях, в которых токи и напряжения зависят от времени, называются *мгновенными значениями* и обозначаются строчными буквами i и u.

Элементами схем замещения цепей синусоидального тока являются источники синусоидального тока, источники синусоидальной ЭДС, резистивные, индуктивные и емкостные элементы. Понятия об источниках тока и ЭДС, а также резистивных элементах уже были рассмотрены при анализе цепей постоянного тока. Индуктивные и емкостные элементы являются специфическими элементами при анализе электрических цепей синусоидального тока.

Если параметры элементов не зависят от тока и приложенного к ним напряжения, то это линейные элементы. В противном случае элементы следует считать нелинейными.

2.3. ИНДУКТИВНЫЙ ЭЛЕМЕНТ

Вокруг всякого проводника с током i существует магнитное поле. В электротехнических устройствах синусоидального тока, например в трансформаторах, электрических двигателях, катушках измерительных приборов и т. д. необходимо создавать сильные магнитные поля.

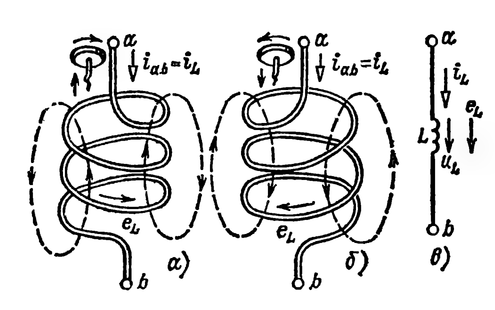


Рис. 2.1.

Свойства изменяющегося магнитного поля таких устройств рассмотрим на примере катушек индуктивности с различным направлением намотки и не будем учитывать сопротивление проводов обмотки. Если ток $i_{ab} = i_L$ в катушке постоянный, то в окружающем витки пространстве постоянно и магнитное поле, которое можно характеризовать *магнитным потоком* Ф — совокупностью непрерывных магнитных линий, т. е. линий вектора индукции $\boldsymbol{B}$ через поверхность, ограниченную замкнутым контуром. Направление магнитных линий зависит от направления намотки витков и направления тока. Внутри катушки оно совпадает с направлением движения буравчика, если его рукоятку вращать в направлении тока (рис. 2.1, *а* и *б*). В общем случае конфигурация магнитного поля вокруг

витков имеет сложную форму. Но для характеристики катушки индуктивности как элемента электрической цепи часто не требуется знать распределение магнитного поля в окружающем катушку пространстве. Достаточно вычислить *потокосцепление* Ψ магнитного потока со всеми w витками:

$$\Psi = \Phi_1 + \Phi_2 + \ldots + \Phi_k + \ldots + \Phi_w = \sum_{k=1}^{w} \Phi_k,$$

где Φ_k — магнитный поток, сцепленный с k-м витком.

Основной единицей потокосцепления и магнитного потока в системе СИ служит *вебер* (Вб).

Так как в рассматриваемом случае потокосцепление с витками катушки зависит от тока в этой же катушке, оно называется *собственным потокосцеплением*.

Если со всеми витками катушки сцеплен одинаковый магнитный поток Φ, то собственное потокосцепление

$$\Psi = w\Phi.$$

Отношение собственного потокосцепления катушки к току $i_{ab} = i_L$ катушки называется *собственной индуктивностью* или короче *индуктивностью*:

$$L = \Psi / i_L. \qquad (2.1)$$

Если собственное потокосцепление пропорционально току, то индуктивность $L = \text{const}$. В противном случае индуктивность зависит от тока $L(i_L)$. Зависимость индуктивности от тока проявляется, например, у катушек индуктивности с магнитопроводом.

Так как электрическому току всегда сопутствует магнитное поле, параметром каждой части электротехнического устройства, в которой есть ток, должна быть индуктивность. Конечно, в ряде случаев эта индуктивность может быть настолько мала, что ее влиянием можно пренебречь.

Основной единицей индуктивности в системе СИ является *генри* (Гн), 1 Гн = 1 Вб/А.

Индуктивность 1 Гн — достаточно большая единица, поэтому на практике часто применяют кратные единицы измерения индуктивности: миллигенри (мГн), 1 мГн = $1 \cdot 10^{-3}$ Гн.

Если значение тока в витках катушки изменяется (увеличивается или уменьшается), то изменяется и собственное потокосцепление. При изменении потокосцепления в витках катушки согласно *закону электромагнитной индукции* наводится ЭДС самоиндукции e_L. Условное положительное направление ЭДС самоиндукции совпадает с направлением вращения рукоятки буравчика, ввинчивающегося по направлению магнитных линий, и с выбранным положительным направлением тока (рис. 2.1, *а* и *б*). По определению эта ЭДС

$$e_L = -d\Psi/dt, \qquad (2.2а)$$

или с учетом (2.1)

$$e_L = -L\, di_L/dt. \qquad (2.2б)$$

Из (2.2) следует, что действительное направление ЭДС самоиндукции в данный момент времени может отличаться от выбранного положительного направления и определяется знаком производной тока по времени.

Нетрудно видеть, что ЭДС самоиндукции всегда препятствует изменению тока (правило Ленца).

Для того чтобы в катушке индуктивности был переменный ток, между ее выводами должно быть напряжение, равное по значению и в каждый данный момент времени противоположное по направлению ЭДС самоиндукции (рис. 2.1, *в*):

$$u_{ab} = u_L = -e_L = L\ di_L/dt = d\Psi/dt. \qquad (2.3)$$

Из выражения (2.3) следует, что основная единица потокосцепления и магнитного потока 1 Вб = 1 В·с, а основная единица индуктивности 1 Гн = 1В·с/А = 1 Ом·с.

Если сопротивлением проводов катушки индуктивности пренебречь нельзя, то к ее схеме замещения по рис. 2.1, *в* необходимо добавить последовательно включенный резистивный элемент.

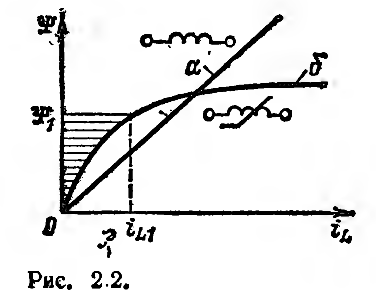


Рис. 2.2.

Индуктивность L является параметром линейных индуктивных элементов, а *линейный индуктивный элемент* — схемой замещения любой части электротехнического устройства, в которой собственное потокосцепление пропорционально току. Если зависимость собственного потокосцепления от тока нелинейна, то и схема замещения содержит *нелинейный индуктивный элемент*, который задается нелинейной *вебер-амперной характеристикой* $\Psi\ (i_L)$.

На рис. 2.2 приведены вебер-амперные характеристики линейного (*а*) и нелинейного (*б*) индуктивных элементов, а также условные обозначения таких элементов в схемах замещения соответствующих участков электротехнических устройств.

Если за время t_1 ток в индуктивном элементе изменится от нуля до i_{L1}, то в магнитном поле элемента (рис. 2.1, *в*) будет запасена энергия

$$W_м = \int_0^{t_1} i_L u_L\, dt,$$

или с учетом (2.3)

$$W_м = \int_0^{\Psi_1} i_L\, d\Psi = \int_0^{i_{L1}} i_L L\,(i_L)\, di_L, \qquad (2.4)$$

где Ψ_1 — значение собственного потокосцепления при токе $i_L = i_{L1}$ (рис. 2.2).

Как следует из (2.4), энергия, запасённая в магнитном поле индуктивного элемента при токе i_L, пропорциональна соответствующей площади, заключенной между вебер-амперной характеристикой и

осью ординат (рис. 2.2, где заштрихована площадь, пропорциональная энергии магнитного поля нелинейного индуктивного элемента при токе i_{L1}).

Из (2.4) с учетом (2.1) следует, что у линейного индуктивного элемента при токе i_L *энергия магнитного поля*

$$W_м = Li_L^2/2 = \Psi i_L/2. \qquad (2.5)$$

При увеличении (уменьшении) тока энергия магнитного поля индуктивных элементов увеличивается (уменьшается). Следовательно, индуктивные элементы можно рассматривать как аккумуляторы энергии, которая может в них накапливаться.

2.4. ЕМКОСТНЫЙ ЭЛЕМЕНТ

Между различными частями электротехнических устройств существует электрическое поле электрических зарядов, находящихся на этих частях устройств. В различных электротехнических устройствах, например в изоляторах, конденсаторах и т. д., возникают достаточно сильные электрические поля.

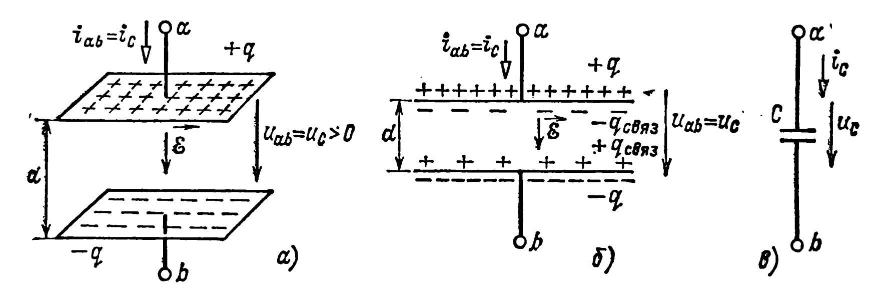


Рис. 2.3.

На рис. 2.3, *а* изображен простейший плоский конденсатор с двумя параллельными обкладками площадью S, которые находятся в вакууме на расстоянии d друг от друга. Если между верхней и нижней обкладками конденсатора площадью S приложить напряжение $u_{ab} > 0$, то на верхней и нижней обкладках конденсатора накопятся одинаковые положительный и отрицательный заряды $\pm q$, которые называют *свободными*.

Между обкладками плоского конденсатора электрическое поле будет однородным (если не учитывать краевого эффекта) с напряженностью

$$\mathscr{E} = u_{ab}/d = q/\varepsilon_0 S, \qquad (2.6)$$

где $\varepsilon_0 = 8{,}854 \cdot 10^{-12}$ Ф/м — *электрическая постоянная*.

Накопленный (в конденсаторе) заряд q пропорционален приложенному напряжению $u_{ab} = u_C$:

$$q = Cu_{ab} = Cu_C, \qquad (2.7)$$

коэффициент пропорциональности C называется *емкостью конденсатора.*

Решив совместно соотношения (2.6) и (2.7), получим выражения для емкости плоского вакуумного конденсатора:

$$C = \varepsilon_0 S/d.$$

Для увеличения емкости плоского конденсатора пространство между обкладками заполняется каким-либо диэлектриком (рис. 2.3, *б*).

Под действием электрического поля хаотически ориентированные в пространстве дипольные молекулы диэлектрика приобретают преимущественное направление ориентации. При этом внутри однородного диэлектрика положительные и отрицательные заряды дипольных молекул компенсируют друг друга, а на границах с обкладками плоского конденсатора остаются нескомпенсированные слои *связанных зарядов* $q_{связ}$. На границе с обкладкой, заряженной положительно, располагается слой отрицательных связанных зарядов, а на границе с обкладкой, заряженной отрицательно, — слой положительных связанных зарядов. Наличие связанных зарядов уменьшает напряженность $\mathscr{E}$ электрического поля внутри конденсатора:

$$\mathscr{E} = \frac{u_{ab}}{d} = \frac{q - q_{связ}}{\varepsilon_0 S},$$

откуда следует, что при той же напряженности электрического поля, а следовательно, и напряжении $u_{ab} = u_C$ заряд q должен быть больше. Поэтому увеличится, как следует из (2.7), и емкость плоского конденсатора по сравнению с емкостью такого же вакуумного конденсатора:

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 S/d, \qquad (2.8)$$

где ε_r — *относительная диэлектрическая проницаемость* заполняющего конденсатор диэлектрика (безразмерная величина).

Произведение относительной диэлектрической проницаемости ε_r на электрическую постоянную ε_0 называется *абсолютной диэлектрической проницаемостью*:

$$\varepsilon_a = \varepsilon_r \varepsilon_0. \qquad (2.9)$$

В табл. 2.1 приведены параметры некоторых диэлектриков.

Если свободный заряд (на пластинах конденсатора) пропорционален напряжению между пластинами, то емкость конденсатора постоянна: $C = \text{const}$. В противном случае емкость конденсатора зависит от напряжения $C\,(u_C)$.

Основной единицей емкости в системе СИ является *фарад* (Ф), 1 Ф = 1 Кл/В = 1 А·с/В. Емкость 1 Ф очень велика. В электротехнической практике обычно используются дольные единицы емкости: микрофарад (мкФ), 1 мкФ = $1 \cdot 10^{-6}$ Ф, нанофарад (нФ), 1 нФ = $= 1 \cdot 10^{-9}$ Ф, и пикофарад (пФ), 1 пФ = $1 \cdot 10^{-12}$ Ф.

На рис. 2.3, *в* приведена схема замещения конденсатора (рис. 2.3, *а* и *б*) в виде *линейного емкостного элемента* с параметром C. Такую схему замещения имеет идеальный конденсатор, т. е. конденсатор, у которого можно пренебречь приводящими к нагреванию потерями

в диэлектрике и изоляции вводов, металле обкладок и т. д. В противном случае в схеме замещения должен быть и резистивный элемент.

Таблица 2.1. **Диэлектрическая проницаемость (относительная), электрическая прочность и удельное объемное сопротивление некоторых материалов**

Наименование вещества		$\mathcal{E}_п$ МВ/м*	ρ_V, Ом·м
Трансформаторное масло	2,1—2,4	15—20	10^{12}—10^{13}
Совол	4,8—5	14—18	10^{11}—10^{13}
Вазелин	2,2—2,6	20—25	$5\cdot10^{12}$—10^{13}
Полиэтилен	2,2—2,4	35—60	10^{13}—10^{15}
Лавсан	3,0—3,5	80—120	10^{14}—10^{16}
Поливинилхлорид (пластикаты)	6—8	6—15	10^{10}—10^{12}
Парафин	2,0—2,2	22—32	10^{14}—10^{16}
Эбонит	3,0—3,5	15—20	10^{12}—10^{14}
Гетинакс	6—8	20—40	10^{9}—10^{11}
Слюда (мусковит)	6,5—7,2	98—175	10^{12}—10^{13}
Мрамор	8—9	1,0—4,0	10^{7}—10^{8}
Шифер	6—8	0,5—1,5	10^{6}—10^{7}
Асбестоцемент	6—8	2,0—3,0	10^{6}—10^{7}

* Электрическая прочность всех материалов указана для действующего значения переменного напряжения (см. § 2.6).

Так как электрическое поле всегда существует между различными деталями электротехнических устройств, находящихся под напряжением, между этими деталями есть емкость. Конечно, в ряде случаев эта емкость настолько мала, что ее влиянием можно пренебречь.

Линейный емкостный элемент (рис. 2.3, *в*) является схемой замещения любой части электротехнического устройства, если значение заряда пропорционально напряжению. Если же заряд не пропорционален напряжению, то схемой замещения будет *нелинейный емкостный элемент*, который задается нелинейной *кулон-вольтной характеристикой* $q(u_C)$.

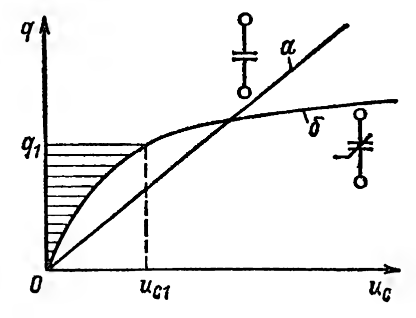


Рис. 2.4.

На рис. 2.4 приведены кулон-вольтные характеристики линейного (*а*) и нелинейного (*б*) емкостных элементов, а также условные обозначения таких элементов на схемах замещения.

Если напряжение, приложенное к емкостному элементу, будет изменяться (увеличиваться или уменьшаться), то будет изменяться и заряд, т. е. в емкостном элементе появится ток. Положительное направление тока в емкостном элементе выберем совпадающим с положительным направлением напряжения, приложенного к емкостному

элементу. При этом ток

$$i_{ab} = i_C = dq/dt. \qquad (2.10)$$

В линейном емкостном элементе с учетом (2.7) ток

$$i_C = C\, du_C/dt. \qquad (2.11)$$

Если за время t_1 напряжение на емкостном элементе изменится от нуля до u_{C1}, то в электрическом поле элемента будет накоплена энергия

$$W_э = \int_0^{t_1} i_C u_C\, dt,$$

или с учетом (2.10)

$$W_э = \int_0^{q_1} u_C\, dq = \int_0^{u_{C1}} u_C C(u_C)\, du_C, \qquad (2.12)$$

где q_1 — свободный заряд при напряжении $u_C = u_{C1}$ (рис. 2.4).

Как следует из (2.12), энергия, запасенная в электрическом поле емкостного элемента при напряжении u_C, пропорциональна соответствующей площади, заключенной между кулон-вольтной характеристикой и осью ординат (рис. 2.4, где заштрихована площадь, пропорциональная энергии электрического поля нелинейного емкостного элемента при напряжении u_{C1}).

Из (2.12) с учетом (2.7) следует, что у линейного емкостного элемента при напряжении u_C *энергия электрического поля*

$$W_э = Cu_C^2/2 = qu_C/2. \qquad (2.13)$$

Приведенный анализ показывает, что емкостные элементы электрических цепей можно, как и индуктивные элементы, рассматривать в качестве аккумуляторов энергии, в которых может накапливаться энергия.

Таблица 2.2. **Условные графические обозначения катушек индуктивности и конденсаторов**

Наименование	Обозначение
Индуктивная катушка, реактор без магнитопровода	
Индуктивная катушка с магнитопроводом	
Конденсатор постоянной емкости	
Конденсатор электролитический	− +
Конденсатор переменной емкости	
Конденсатор, саморегулирующийся нелинейно, например в зависимости от параметра *П*	П
Катушка индуктивности, саморегулирующаяся нелинейно, например в зависимости от параметра *П*	П

В табл. 2.2 приведены некоторые условные графические обозначения катушек индуктивности и конденсаторов.

В дальнейшем при анализе линейных электрических цепей синусоидального тока термин «линейный» дополнительно оговариваться не будет.

2.5. ИСТОЧНИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Промышленными источниками синусоидального тока являются электромеханические генераторы, в которых механическая энергия паровых или гидравлических турбин преобразуется в электрическую. Конструкция и работа промышленных электромеханических генераторов будет подробно рассмотрена в дальнейшем. Здесь ограничимся лишь анализом принципа работы такого генератора при некоторых упрощающих допущениях. Принципиальная конструкция простейшего электромеханического генератора изображена на рис. 2.5, *а*. Она содержит неподвижный, плоский разомкнутый виток с выводами *a* и *b* и постоянный магнит, который вращается с постоянной *частотой* f, т. е. с постоянной *угловой частотой* $\omega = 2\pi f$, рад/с, внутри витка.

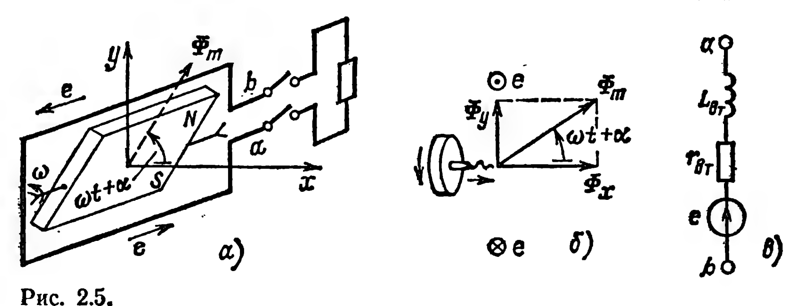


Рис. 2.5.

Основной единицей частоты в системе СИ является *герц* (Гц), 1 Гц = 1 c^{-1}. В различных областях применения синусоидальных токов часто используются кратные единицы частоты: килогерц (кГц), 1 кГц = $= 1 \cdot 10^3$ Гц, и мегагерц (МГц), 1 МГц = $1 \cdot 10^6$ Гц. Величина, обратная частоте, называется *периодом* $T = 1/f$, который измеряется в секундах.

Пусть магнитный поток постоянного магнита равен Φ_m. Из пространственного распределения магнитного потока (рис. 2.5, *б*) следует, что мгновенное значение составляющей магнитного потока, пронизывающей виток, т. е. направленной вдоль оси x, равно:

$$\Phi_x = \Phi_m \cos(\omega t + \alpha) = \Phi_m \sin(\omega t + \psi_\Phi), \qquad (2.14)$$

где Φ_m — максимальное значение (амплитуда) магнитного потока, пронизывающего виток; α — начальный (т. е. в момент $t = 0$ принятый за начало отсчета времени) угол пространственного расположения постоянного магнита относительно оси x; $\psi_\Phi = \pi/2 + \alpha$ — начальная фаза магнитного потока; $\omega t + \psi_\Phi$ — фаза магнитного потока. Здесь и в дальнейшем *начальная фаза* определяет значение *синусоидальной* функции в момент времени $t = 0$.

Согласно закону электромагнитной индукции при изменении потокосцепления витка в нем индуктируется ЭДС, положительное направление которой (рис. 2.5, *а*) связывают с положительным направлением потока Φ_x правилом буравчика (положительное направление ЭДС совпадает с направлением вращения рукоятки буравчика, ввинчивающегося в направлении магнитного потока Φ_x). ЭДС индукции

$$e = -d\Phi_x/dt = -\Phi_m \omega \cos(\omega t + \psi_\Phi) = E_m \sin(\omega t + \psi_e), \qquad (2.15)$$

где $E_m = \omega \Phi_m$ — амплитуда ЭДС; $\psi_e = \psi_\Phi - \pi/2 = \alpha$ — начальная фаза ЭДС.

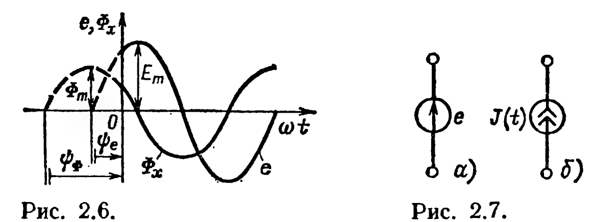


Рис. 2.6. Рис. 2.7.

На рис. 2.6 изображены зависимости магнитного потока $\Phi_x = \Phi_x(\omega t)$ и ЭДС $e = e(\omega t)$ от фазы ωt, т. е. времени t. Заметим, что синусоидальные величины принято изображать графиками в виде зависимостей от ωt. Поэтому начальная фаза определяет смещение синусоидальной величины относительно начала координат, т. е. $\omega t = 0$. Начальная фаза всегда отсчитывается вдоль оси абсцисс от ближайшего к началу координат нулевого значения синусоидальной величины при ее переходе от отрицательных значений к положительным до начала координат. Если начальная фаза больше (меньше) нуля, то начало синусоидальной величины сдвинуто влево, как на рис. 2.6, или вправо от начала координат.

Если к выводам *a* и *b* генератора подключить резистор (рис. 2.5, *а*), то в полученной цепи возникает синусоидальный ток i.

На рис. 2.5, *в* приведена схема замещения электромеханического генератора, в которой резистивный элемент $r_{вт}$ и индуктивный элемент $L_{вт}$ отображают внутренние параметры генератора: сопротивление проводов витка и индуктивность витка.

Если параметрами резистивного и индуктивного элементов в схеме замещения генератора можно при расчете тока в цепи пренебречь, то его схемой замещения будет идеальный источник синусоидальной ЭДС (рис. 2.7, *а*). Если ток в цепи генератора практически не зависит от параметров внешней цепи, то схемой замещения генератора будет идеальный *источник синусоидального тока* $J(t)$ (рис. 2.7, *б*), где $J(t) = i_к$ — ток генератора при коротком замыкании его выводов *a* и *b*.

Промышленный генератор синусоидального тока состоит из неподвижной части — *статора* [Stator (лат.) — стоящий] и вращающейся части — *ротора* [Rotor (лат.) — вращающийся]. Статор собирается из листовой электротехнической стали. Он имеет форму полого цилиндра (рис. 2.8). В пазах, сделанных вдоль внутренней поверхности ста-

тора, уложены изолированные провода, определенным образом соединенные между собой и образующие обмотку статора, в которой индуктируется синусоидальная ЭДС. Ротор представляет собой электромагнит, возбуждаемый постоянным током. Источником тока возбуждения является возбудитель — небольшой генератор постоянного тока, который соединяется с обмоткой ротора через контактные кольца, укрепленные на валу ротора, и неподвижные щетки.

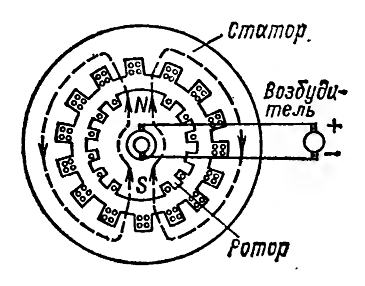


Рис. 2.8.

Одному обороту двухполюсного (N и S) ротора соответствует один период синусоидальной ЭДС, индуктируемой в проводах обмотки статора. Если же статор имеет p пар полюсов, то одному обороту ротора соответствуют p периодов синусоидальной ЭДС. Если частота вращения ротора n оборотов в минуту, то ЭДС генератора будет иметь pn периодов в минуту. Частота синусоидальной ЭДС, т. е. число периодов в секунду:

$$f = pn/60.$$

2.6. МАКСИМАЛЬНОЕ, СРЕДНЕЕ И ДЕЙСТВУЮЩЕЕ ЗНАЧЕНИЯ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ЭДС, НАПРЯЖЕНИЙ И ТОКОВ

В линейной цепи при действии синусоидально изменяющейся ЭДС напряжения и токи также синусоидальные:

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u);$$
$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i),$$

где ω — угловая частота; ψ_u и ψ_i — начальные фазы напряжения и тока; U_m и I_m — *максимальные значения (амплитуды)* напряжения и тока.

Средним значением синусоидальной величины (ЭДС, тока, напряжения) считают ее среднее значение за положительный полупериод, совпадающее со средним значением по модулю. Например, для тока вычислим среднее значение, выбрав начальную фазу равной нулю:

$$I_{ср} = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} i\,dt = \frac{2}{T}\int_0^{T/2} I_m \sin\omega t\,dt = \frac{2I_m}{\pi}. \qquad (2.16а)$$

Аналогично для ЭДС и напряжения

$$E_{ср} = 2E_m/\pi; \quad U_{ср} = 2U_m/\pi. \qquad (2.16б)$$

Синусоидальный ток в резистивном элементе с сопротивлением r вызывает нагрев этого элемента из-за выделения тепловой энергии. Такую же тепловую энергию в этом же резистивном элементе можно получить при некотором постоянном токе. Определенное посредством такого сравнения значение постоянного тока называется *действующим*

значением соответствующего синусоидального тока. Например, если синусоидальный ток нагревает некоторый резистивный элемент так же, как его нагрел бы постоянный ток 5 А, то действующее значение синусоидального тока равно 5 А.

При синусоидальном токе за один период T в резистивном элементе с сопротивлением r выделяется тепловая энергия, Дж:

$$Q_{\text{теп}} = \int_0^T ri^2\,dt,$$

где i — мгновенное значение синусоидального тока.

Согласно определению действующего значения синусоидального тока такое же количество тепловой энергии в том же резистивном элементе должно выделяться при постоянном токе за тот же интервал времени T:

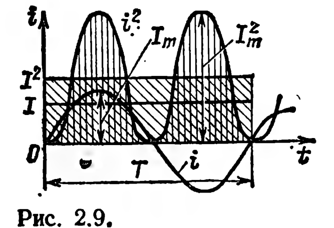


Рис. 2.9.

$$Q_{\text{теп}} = rI^2T.$$

Следовательно,

$$rI^2T = \int_0^T ri^2\,dt,$$

откуда находим искомое действующее значение синусоидального тока:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2\,dt}. \qquad (2.17)$$

Таким образом, действующее значение синусоидального тока определяется как среднее квадратичное за период. На рис. 2.9 показаны синусоидальный ток i, изменение во времени квадрата тока i^2 и графическое определение значения I^2 (из равенства площадей $I^2T = \int i^2\,dt$), а тем самым и действующего значения I.

Для синусоидального тока нетрудно определить действующее значение через амплитудное:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t\,dt} = I_m\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T \frac{1-\cos 2\omega t}{2}\,dt},$$

и так как $\int_0^T dt = T$, а $\int_0^T \cos 2\omega t\,dt = 0$,

то

$$I = I_m/\sqrt{2}. \qquad (2.18а)$$

Следовательно, действующее значение синусоидального тока меньше его амплитуды в $\sqrt{2}$ раз.

Аналогично определяется действующее значение синусоидального напряжения. Тепловая энергия, выделяемая в резистивном элементе

с проводимостью $g = 1/r$ за время T при постоянном напряжении,

$$Q_{теп} = gU^2T,$$

при синусоидальном напряжении

$$Q_{теп} = \int_0^T gu^2\,dt.$$

На основании сопоставления этих двух выражений определяется действующее значение синусоидального напряжения:

$$U = U_m/\sqrt{2}. \qquad (2.18б)$$

Аналогично для любой другой синусоидальной величины (ЭДС, магнитного потока, заряда и т. д.) действующее значение

$$A = A_m/\sqrt{2}. \qquad (2.19)$$

Действующее значение выбрано в качестве основной характеристики синусоидального тока потому, что в большом числе случаев действие тока пропорционально квадрату этого значения, например тепловое действие и сила взаимодействия прямого и обратного проводов двухпроводной линии. Электроизмерительные приборы ряда систем (тепловые, электродинамические, электромагнитные и электростатические) пригодны для измерения как постоянного, так и синусоидального токов; проградуированные при постоянном токе и включенные в цепь синусоидального тока, они показывают действующее значение последнего.

При расчете изоляции важно учесть, что дважды в течение периода мгновенное значение синусоидального напряжения больше действующего значения в $\sqrt{2}$ раз. Следовательно, изоляция в установке синусоидального тока находится в менее благоприятных условиях, чем изоляция в аналогичной установке постоянного тока. Это одна из причин, по которым для сверхдальних передач электроэнергии в настоящее время стремятся применять постоянный ток высокого напряжения (проектируются линии передачи с напряжением 1500 кВ).

2.7. РАЗЛИЧНЫЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СИНУСОИДАЛЬНЫХ ВЕЛИЧИН

Известно несколько способов представления величин, изменяющихся по синусоидальному закону: в виде тригонометрических функций, в виде графиков изменений функций во времени, в виде вращающихся векторов и, наконец, в виде комплексных чисел.

В § 2.5 и 2.6 уже применялись представления синусоидально изменяющихся величин в виде тригонометрических функций, например (2.14), (2.15), и в виде графика изменений функций во времени (рис. 2.6).

Теперь рассмотрим представление величин, изменяющихся по синусоидальному закону, в виде вращающихся векторов и комплексных чисел.

Представление синусоидальных величин вращающимися векторами. Для представления синусоидально изменяющейся величины

$$a = A_m \sin(\omega t + \psi)$$

с начальной фазой ψ вращающимся вектором построим (рис. 2.10, *а*) радиус-вектор $\bar{A}_m$ этой величины длиной (в масштабе построения), равной амплитуде A_m, и под углом ψ к горизонтальной оси. Это будет его исходное положение в момент начала отсчета времени $t = 0$. Из конца радиуса-вектора $\bar{A}_m$, находящегося в начальном положении, опустим на горизонтальную ось перпендикуляр, длина которого равна $A_m \sin \psi$. Предположим, что радиус-вектор вращается с постоянной угловой частотой $\omega = 2\pi/T = 2\pi f$ против направления движения часовой стрелки, где T — период, f — частота вращения.

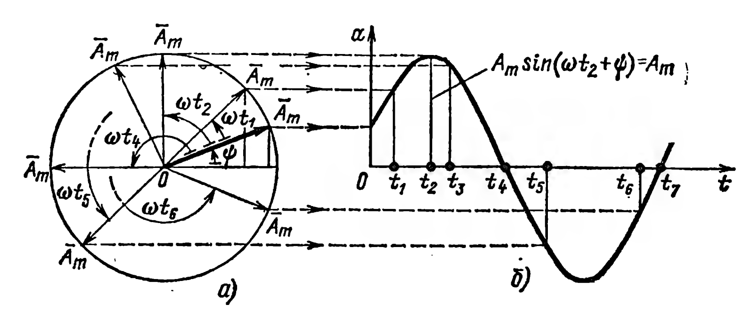


Рис. 2.10.

В момент времени t_1 радиус-вектор $\bar{A}_m$ будет повернут относительно начального положения на угол ωt_1; длина перпендикуляра, опущенного из его конца, будет равна $A_m \sin(\omega t_1 + \psi)$.

Очевидно, длина перпендикуляра, опущенного из конца вращающегося радиуса-вектора на горизонтальную ось, будет максимальной в момент времени t_2, при котором $\omega t_2 + \psi = \pi/2$:

$$A_m \sin(\omega t_2 + \psi) = A_m \sin(\pi/2) = A_m.$$

Рядом с окружностью, описываемой концом вращающегося радиуса-вектора, можно построить в прямоугольной системе координат график зависимости синусоидальной величины $A_m \sin(\omega t + \psi)$ от фазы ωt или от времени t (рис. 2.10, *б*). В момент t_2 синусоидальная величина a достигает максимального значения. Далее по мере вращения радиуса-вектора синусоидальная величина $a = A_m \sin(\omega t + \psi)$, оставаясь положительной, уменьшается, достигая нулевого значения в момент времени t_4, а в следующие моменты времени, например t_5 и t_6, мгновенные значения синусоидальной величины a получаются отрицательными, с момента t_7 снова положительными и т. д.

Применение вращающихся векторов позволяет компактно представить на одном рисунке совокупность различных синусоидально изменяющихся величин одинаковой частоты при анализе сложной электрической цепи.

Представление синусоидальных величин комплексными числами. От представления синусоидальных величин вращающимися радиусами-векторами нетрудно перейти к представлению синусоидальных величин комплексными числами.

Для того чтобы представить заданную в тригонометрической форме синусоидальную величину

$$a = A_m \sin(\omega t + \psi) \qquad (2.20)$$

с начальной фазой ψ комплексным числом, проведем на комплексной плоскости (рис. 2.11) из начала координат под углом ψ к оси действительных величин и чисел вектор, длина которого в масштабе построения равна амплитуде A_m синусоидальной величины. Конец этого вектора находится в точке, которой соответствует определенное комплексное число — комплексная амплитуда синусоидальной величины:

$$\dot{A}_m = A_m e^{j\psi} = A_m \angle \psi.$$

Так же обозначается и соответствующий комплексной амплитуде вектор на комплексной плоскости

Рис. 2.11.

При увеличении во времени фазы $\omega t + \psi$ синусоидальной величины угол между вектором и осью действительных величин растет, т. е. получается вращающийся вектор

$$A_m e^{j(\omega t + \psi)} = A_m \cos(\omega t + \psi) + jA_m \sin(\omega t + \psi).$$

Нетрудно видеть, что мнимая часть вращающегося вектора равна заданной синусоидальной величине (2.20).

По существу представление синусоидальной величины комплексной амплитудой $\dot{A}_m$ и соответствующим ей вектором на комплексной плоскости геометрически подобно представлению той же синусоидальной величины вращающимся радиусом-вектором $\bar{A}_m$ в момент времени $t = 0$ (рис. 2.10, *а*). Поэтому может создаться впечатление, что оба представления синусоидальных величин практически совпадают. В действительности это не так. В случае представления синусоидальных величин комплексными числами можно применить весьма эффективный комплексный метод анализа электрических цепей синусоидального тока, который в настоящее время завоевал всеобщее признание.

Вектор на комплексной плоскости, длина которого в масштабе построения равна действующему значению синусоидальной величины, и соответствующее комплексное число называются *комплексным действующим значением синусоидальной величины*:

$$\dot{A} = \frac{\dot{A}_m}{\sqrt{2}} = Ae^{j\psi} = A \angle \psi. \qquad (2.21)$$

Так же обозначается и сам вектор на комплексной плоскости (рис. 2.11).

Применяются три формы записи комплексного значения синусоидальной величины:

показательная форма

$$\dot{A} = Ae^{j\psi} = A \angle \psi; \tag{2.22}$$

тригонометрическая форма

$$\dot{A} = A \cos \psi + jA \sin \psi \tag{2.23}$$

и алгебраическая форма

$$\dot{A} = A' + jA'', \tag{2.24}$$

где $A' = A \cos \psi$ и $A'' = A \sin \psi$ — действительная и мнимая составляющие комплексного значения синусоидальной величины; $A = \sqrt{(A')^2 + (A'')^2}$; $\psi = \operatorname{arctg} \frac{A''}{A'}$.

Переход от показательной формы к тригонометрической выполняется при помощи формулы Эйлера:

$$e^{j\psi} = \cos \psi + j \sin \psi. \tag{2.25}$$

При значениях угла $\psi = \pi/2$ и $\psi = -\pi/2$ из формулы Эйлера следуют два часто встречающихся соотношения:

$$e^{j\pi/2} = j \text{ и } e^{-j\pi/2} = -j = 1/j. \tag{2.26}$$

При анализе цепей синусоидального тока применяют главным образом комплексные действующие значения синусоидальных величин; сокращенно их называют *комплексными значениями* синусоидальных величин, а соответствующие векторы на комплексной плоскости — *векторами комплексных значений*. Например, синусоидальному току

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i) = 10 \sin(\omega t + 45°)$$

соответствует комплексное значение тока

$$\dot{I} = Ie^{j\psi_i} = \frac{10}{\sqrt{2}} e^{j45°} = 7{,}07 \angle 45°.$$

Совокупность векторов комплексных значений синусоидальных величин одной частоты называется *векторной диаграммой*. Пользуясь векторной диаграммой, сложение и вычитание комплексных значений можно заменить сложением и вычитанием соответствующих векторов комплексных значений. Это иногда упрощает расчеты и делает их наглядными.

Взаимное расположение векторов комплексных значений на векторной диаграмме не изменится, если начальные фазы ψ всех комплексных значений уменьшить (увеличить) на одну и ту же величину. Это означает лишь одновременный поворот всех векторов на один и тот же угол. Часто при анализе электрических цепей векторную диаграмму строят так, чтобы вектор одного комплексного значения был направлен вдоль оси действительных величин. Такой вектор комплексного значения назовем *исходным вектором*.

Направления синусоидальных величин (ток, напряжение и др.), определяющих режим электрической цепи, периодически изменяются,

но одно из двух направлений принимается положительным. Это направление выбирается произвольно и показывается стрелкой на схеме соответствующего участка электрической цепи. При выбранном положительном направлении синусоидальная величина представляется мгновенным значением $a = A_m \sin(\omega t + \psi)$ и соответствующим комплексным значением $\dot{A} = A \angle \psi$ (2.21). Следовательно, взаимно однозначному представлению синусоидальных токов, напряжений и других величин в виде мгновенных и комплексных значений соответствуют их одинаковые положительные направления (рис. 2.12).

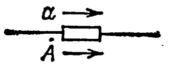


Рис. 2.12.

2.8. ЗАКОН ОМА В КОМПЛЕКСНОЙ ФОРМЕ ДЛЯ РЕЗИСТИВНОГО, ИНДУКТИВНОГО И ЕМКОСТНОГО ЭЛЕМЕНТОВ

Зависимости между токами и напряжениями резистивных, индуктивных и емкостных элементов определяются происходящими в них физическими процессами. Математическое описание физических явлений для каждого из этих элементов зависит от выбранного способа аналитического представления синусоидальных величин. В дальнейшем при аналитическом представлении синусоидальных токов, напряжений и т. д. будем пользоваться как тригонометрическими функциями и для наглядности их графиками, так и комплексными значениями, для которых разработан эффективный математический аппарат анализа электрических цепей.

А. Резистивный элемент. Выберем положительное направление синусоидального тока

$$i_r = I_{rm} \sin(\omega t + \psi_i)$$

в резистивном элементе с постоянным сопротивлением r совпадающим с положительным направлением синусоидального напряжения, приложенного к элементу (рис. 2.13). В этом случае для мгновенных значений напряжения и тока справедливо соотношение, определяемое аналогично (1.1) законом Ома:

$$u_r = r i_r,$$

или

$$u_r = r I_{rm} \sin(\omega t + \psi_i) = U_{rm} \sin(\omega t + \psi_u),$$

где амплитуды тока и напряжения связаны соотношением

$$U_{rm} = r I_{rm}, \qquad (2.27а)$$

а их начальные фазы одинаковые:

$$\psi_u = \psi_i, \qquad (2.27б)$$

т. е. ток и напряжение в резистивном элементе изменяются синфазно — совпадают по фазе, как показано на рис. 2.13 для начальной фазы $\psi_u = \psi_i > 0$.

Разделив правую и левую части выражения (2.27а) на $\sqrt{2}$, получим соотношение для действующих значений напряжения и тока резистив-

ного элемента:

$$U_r = rI_r. \tag{2.28}$$

Представим теперь синусоидальные ток и напряжение резистивного элемента соответствующими комплексными значениями (2.22):

$$\dot{I}_r = I_r e^{j\psi_i} \text{ и } \dot{U}_r = U_r e^{j\psi_u}.$$

Так как $U_r = rI_r$ (2.28) и $\psi_u = \psi_i$ (2.27б), то для комплексных значений тока $\dot{I}_r$ и напряжения $\dot{U}_r$ резистивного элемента получим закон Ома в комплексной форме:

$$\dot{U}_r = r\dot{I}_r. \tag{2.29}$$

Соотношение между комплексными значениями тока и напряжения для резистивного элемента наглядно иллюстрируется векторной диаграммой элемента (рис. 2.14). Из векторной диаграммы также видно, что векторы комплексных значений тока и напряжения резистивного элемента совпадают по фазе.

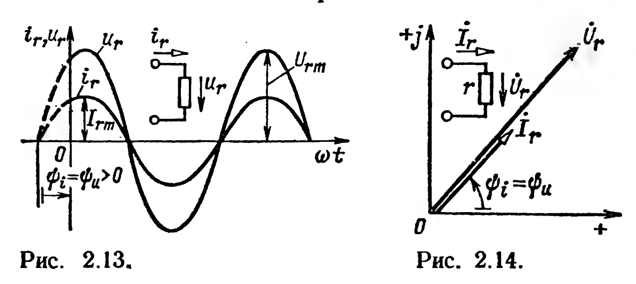


Рис. 2.13. Рис. 2.14.

Б. Индуктивный элемент. Если в индуктивном элементе ток синусоидальный:

$$i_L = I_{Lm} \sin(\omega t + \psi_i),$$

то по закону электромагнитной индукции (2.3) на индуктивном элементе появится напряжение

$$u_L = -e_L = L\, di_L/dt = \omega L I_{Lm} \cos(\omega t + \psi_i) = U_{Lm} \sin(\omega t + \psi_i + \pi/2) =$$
$$= U_{Lm} \sin(\omega t + \psi_u),$$

где амплитуды напряжения и тока связаны соотношением

$$U_{Lm} = \omega L I_{Lm}, \tag{2.30а}$$

а их начальные фазы — соотношением

$$\psi_u = \psi_i + \pi/2. \tag{2.30б}$$

Разделив правую и левую части выражения (2.30а) на $\sqrt{2}$, получим соотношение для действующих значений напряжения и тока индуктивного элемента:

$$U_L = \omega L I_L = x_L I_L. \tag{2.31}$$

На рис. 2.15 показан график мгновенных значений синусоидальных тока и напряжения индуктивного элемента (построен при $\psi_i > 0$),

из которого видно, что синусоидальный ток i_L отстает по фазе от синусоидального напряжения u_L на угол $\varphi = \psi_u - \psi_i = \pi/2$.

Величина $x_L = \omega L$ в выражении (2.31), единица которой Ом, называется *индуктивным сопротивлением*, а обратная величина $b_L = 1/\omega L$ — *индуктивной проводимостью*. Значения величин x_L и b_L являются параметрами индуктивных элементов цепей синусоидального тока.

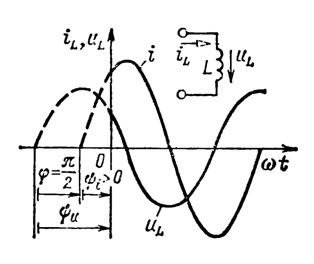


Рис. 2.15.

Рис. 2.16.

Индуктивное сопротивление пропорционально угловой частоте синусоидального тока, при постоянном токе ($\omega = 0$) оно равно нулю. По этой причине многие аппараты и машины, предназначенные для работы в цепи переменного (синусоидального) тока, нельзя включать в цепь постоянного тока. Для постоянного тока их сопротивление относительно мало, и большой постоянный ток может быть для них разрушительным (например, для первичной обмотки трансформатора в радиоприемнике).

Представим синусоидальные ток i_L и напряжение u_L индуктивного элемента соответствующими комплексными значениями:

$$\dot{I}_L = I_L e^{j\psi_i} \text{ и } \dot{U}_L = U_L e^{j\psi_u}.$$

На рис. 2.16 приведена векторная диаграмма для индуктивного элемента. На векторной диаграмме показано, что вектор комплексного значения тока $\dot{I}_L$ отстает по фазе от вектора комплексного значения напряжения $\dot{U}_L$ на угол $\pi/2$, что соответствует сдвигу фаз $\varphi = \pi/2$ на рис. 2.15. Пользуясь выражениями (2.31) и (2.26), получим закон Ома в комплексной форме для индуктивного элемента:

$$\dot{U}_L = \omega L I e^{j\psi_u} = \omega L I e^{j(\psi_i + \pi/2)},$$

или

$$\dot{U}_L = j\omega L \dot{I}_L = jx_L \dot{I}_L. \qquad (2.32)$$

Входящая в это выражение величина $j\omega L = jx_L$ называется *комплексным сопротивлением индуктивного элемента*, а обратная ей величина $1/j\omega L = -jb_L$ — *комплексной проводимостью индуктивного элемента*.

Комплексное значение напряжения на индуктивном элементе можно выразить и через комплексное значение потокосцепления.

Из (2.1) следует, что $\dot{\Psi} = L\dot{I}_L$, и по (2.32)

$$\dot{U}_L = -\dot{E}_L = j\omega\dot{\Psi}. \qquad (2.33)$$

Это — математическая формулировка закона электромагнитной индукции (2.3) в комплексной форме.

В. Емкостный элемент. Если напряжение между выводами емкостного элемента изменяется по синусоидальному закону:

$$u_C = U_{Cm}\sin(\omega t + \psi_u),$$

то по (2.11) синусоидальный ток

$$i_C = C\,du_C/dt = \omega C U_{Cm}\cos(\omega t + \psi_u) = I_{Cm}\sin(\omega t + \psi_u + \pi/2) =$$
$$= I_{Cm}\sin(\omega t + \psi_i),$$

где амплитуды связаны соотношением

$$I_{Cm} = \omega C U_{Cm}, \qquad (2.34а)$$

а начальные фазы соотношением

$$\psi_i = \psi_u + \pi/2. \qquad (2.34б)$$

Разделив правую и левые части выражения (2.34а) на $\sqrt{2}$, получим соотношение для действующих значений напряжения и тока емкостного элемента:

$$U_C = \frac{1}{\omega C} I_C = I_C/b_C. \qquad (2.35)$$

Величина $b_C = \omega C$ в выражении (2.35), единица которой $\text{Ом}^{-1} = \text{См}$, называется *емкостной проводимостью*, а обратная величина $x_C = 1/\omega C$ — *емкостным сопротивлением*. Значения величин x_C и b_C являются параметрами емкостных элементов цепей синусоидального тока.

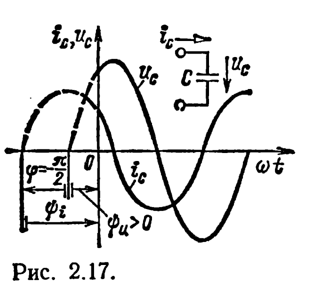


Рис. 2.17.

Рис. 2.18.

В противоположность индуктивному сопротивлению емкостное сопротивление уменьшается с увеличением частоты синусоидального тока. При постоянном напряжении емкостное сопротивление бесконечно велико.

На рис. 2.17 показан график мгновенных значений синусоидальных напряжения и тока для емкостного элемента (построен при $\psi_u > 0$), из которого видно, что синусоидальное напряжение u_C отстает по фазе

от синусоидального тока i_C на угол $\psi_i - \psi_u = \pi/2$, т. е. сдвиг по фазе между напряжением и током $\varphi = \psi_u - \psi_i = -\pi/2$.

Представим синусоидальные ток i_C и напряжение u_C емкостного элемента соответствующими комплексными значениями:

$$\dot{I}_C = I_C e^{j\psi_i} \text{ и } \dot{U}_C = U_C e^{j\psi_u}.$$

На рис. 2.18 приведена векторная диаграмма для емкостного элемента. На векторной диаграмме показано, что вектор комплексного значения напряжения $\dot{U}_C$ отстает по фазе от вектора комплексного значения тока $\dot{I}_C$ на угол $\pi/2$.

Учитывая (2.34) и (2.26), получим закон Ома в комплексной форме для емкостного элемента:

$$\dot{U}_C = \frac{1}{j\omega C}\dot{I}_C = -jx_C\dot{I}_C. \qquad (2.36)$$

Величина $1/j\omega C = -jx_C$, входящая в это выражение, называется *комплексным сопротивлением емкостного элемента,* а обратная ей величина $j\omega C = jb_C$ — *комплексной проводимостью емкостного элемента.*

2.9. ЗАКОНЫ КИРХГОФА ДЛЯ ЦЕПЕЙ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Математическая формулировка двух законов Кирхгофа для цепей синусоидального тока зависит от выбранного вида представления синусоидальных величин. Будем далее пользоваться для аналитического представления синусоидальных величин тригонометрическими функциями и соответствующими им комплексными значениями. При первом виде представления законы Кирхгофа определяют зависимость между мгновенными значениями соответствующих синусоидальных величин (для любого момента времени). При втором виде представления законы Кирхгофа определяют зависимость между комплексными значениями соответствующих синусоидальных величин.

А. Первый закон Кирхгофа. По первому закону Кирхгофа алгебраическая сумма токов в любом узле электрической цепи в каждый момент времени равна нулю. Для цепей синусоидального тока это означает, что в ветвях, сходящихся в любом узле, алгебраическая сумма мгновенных значений токов равна нулю:

$$\sum_{k=1}^{n} i_k = 0, \qquad (2.37)$$

т. е.

$$\sum_{k=1}^{n} I_{mk}\sin(\omega t + \psi_{ik}) = 0, \qquad (2.38)$$

где n — число ветвей, сходящихся в узле. В дальнейшем все синусоидальные токи, положительные направления которых выбраны к узлу (от узла), будем записывать со знаком плюс (минус).

На рис. 2.19 в качестве примера для одного из узлов построены мгновенные значения трех синусоидальных токов:

$$i_1 = I_{m1}\sin(\omega t + \psi_{i1}), \quad i_2 = I_{m2}\sin(\omega t + \psi_{i2})$$

и

$$i_3 = I_{m3}\sin(\omega t + \psi_{i3})$$

при выбранных положительных направлениях. По первому закону Кирхгофа

$$\sum_{k=1}^{3} i_k = i_1 + i_2 - i_3 = 0$$

для любого момента времени.

Чтобы получить математическую формулировку *первого закона Кирхгофа в комплексной форме*, представим все синусоидальные токи в (2.38) соответствующими им комплексными значениями (2.21): $\dot{I}_k = I_k \angle \psi_{ik}$.

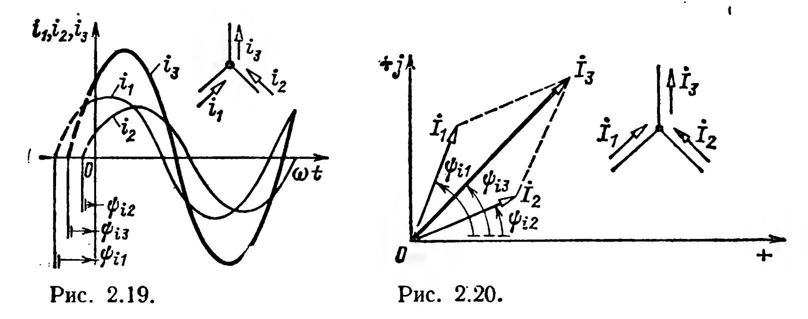


Рис. 2.19. Рис. 2.20.

Первый закон Кирхгофа в комплексной форме записывается следующим образом:

$$\sum_{k=1}^{n} \dot{I}_k = 0, \tag{2.39}$$

т. е. алгебраическая сумма комплексных значений токов всех ветвей, сходящихся в каком-либо узле электрической цепи синусоидального тока, равна нулю. Здесь комплексные значения токов, для которых положительные направления выбраны к узлу (от узла), записываются со знаком плюс (минус).

На рис. 2.20 построена векторная диаграмма трех токов: $\dot{I}_1 = I_1 \angle \psi_{i1}$; $\dot{I}_2 = I_2 \angle \psi_{i2}$ и $\dot{I}_3 = I_3 \angle \psi_{i3}$. На векторной диаграмме должно выполняться равенство

$$\sum_{k=1}^{3} \dot{I}_k = \dot{I}_1 + \dot{I}_2 - \dot{I}_3 = 0$$

или

$$\dot{I}_1 + \dot{I}_2 = \dot{I}_3.$$

Б. Второй закон Кирхгофа. По второму закону Кирхгофа алгебраическая сумма напряжений на резистивных, индуктивных и емкост-

ных элементах, т. е. на пассивных элементах, в любом контуре электрической цепи в каждый момент времени равна алгебраической сумме ЭДС этого контура. В цепях синусоидального тока значения различных ЭДС и значения напряжений на пассивных элементах любого контура непрерывно изменяются. Но тем не менее алгебраические суммы мгновенных значений напряжений и ЭДС одинаковы:

$$\sum_{k=1}^{n} u_k = \sum_{k=1}^{m} e_k \tag{2.40}$$

или

$$\sum_{k=1}^{n} U_{mk} \sin(\omega t + \psi_{uk}) = \sum_{k=1}^{m} E_{mk} \sin(\omega t + \psi_{ek}),$$

где n и m — соответственно числа пассивных элементов и ЭДС в контуре. В выражении (2.40) будем считать, что все синусоидальные напряжения u_k и ЭДС e_k, для которых положительные направления совпадают с произвольно выбранным направлением обхода контура, записываются со знаком плюс и в противном случае — со знаком минус. Например, для контура на рис. 2.21 с направлением обхода по направлению движения часовой стрелки по второму закону Кирхгофа

$$-u_L + u_r = e_1 - e_2.$$

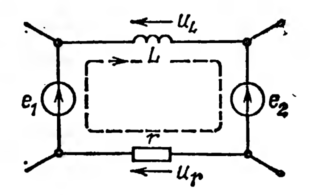


Рис. 2.21.

Чтобы получить математическую формулировку второго закона Кирхгофа в комплексной форме, представим все синусоидальные напряжения u_k и ЭДС e_k в (2.40) соответствующими комплексными значениями (2.21):

$$\dot{U}_k = U_k \angle \psi_{uk} \text{ и } \dot{E}_k = E_k \angle \psi_{ek}.$$

Второй закон Кирхгофа в комплексной форме записывается следующим образом:

$$\sum_{k=1}^{n} \dot{U}_k = \sum_{k=1}^{m} \dot{E}_k, \tag{2.41}$$

т. е. алгебраическая сумма комплексных значений напряжений на всех пассивных элементах (резистивных, индуктивных, емкостных) какого-либо контура электрической цепи синусоидального тока равна алгебраической сумме комплексных значений всех ЭДС этого контура. Здесь комплексные значения напряжений и ЭДС, положительные направления которых совпадают с произвольно выбранным направлением обхода контура, записываются со знаком плюс и в противном случае — со знаком минус.

Например, для контура рис. 2.21, показанного еще на рис. 2.22, *а*, по второму закону Кирхгофа в комплексной форме

$$\dot{U}_r - \dot{U}_L = \dot{E}_1 - \dot{E}_2.$$

На рис. 2.22, *б* построена векторная диаграмма ЭДС и напряжений для этого контура, которая наглядно иллюстрирует второй закон Кирхгофа в комплексной форме.

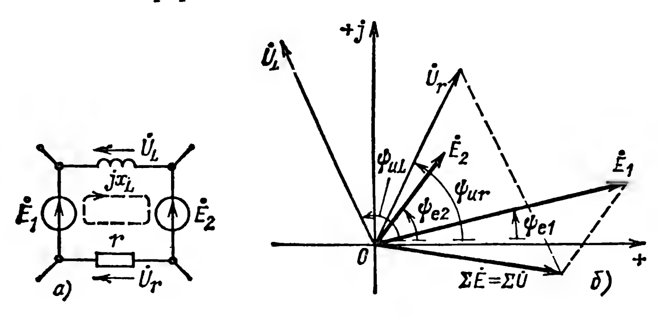


Рис. 2.22.

2.10. КОМПЛЕКСНЫЙ МЕТОД АНАЛИЗА ЦЕПЕЙ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

В § 2.7 было показано, что между мгновенными значениями синусоидальных величин (2.20) и их комплексными значениями (2.21) существует взаимно однозначное соответствие. Поэтому для описания режима работы цепи синусоидального тока можно применять любой из этих видов представления синусоидальных величин. Однако в случае представления синусоидальных величин комплексными значениями законы Ома для резистивных (2.29), индуктивных (2.32) и емкостных (2.36) элементов, первый (2.39) и второй (2.41) законы Кирхгофа записываются в виде алгебраических, а не дифференциальных уравнений. Совместное решение алгебраических уравнений для определения комплексных значений токов и напряжений всех элементов электрической цепи, т. е. применение комплексного метода расчета, — достаточно простая задача. По найденным комплексным значениям можно сразу записать при необходимости и соответствующие им мгновенные значения синусоидальных величин.

При расчете режима работы электрической цепи синусоидального тока комплексным методом полезно выделить несколько логически самостоятельных этапов:

1) Представить исходные данные о параметрах всех элементов анализируемой цепи в комплексной форме. Это означает, что, во-первых, синусоидальные ЭДС или токи источников энергии, заданные мгновенными значениями (в тригонометрической форме), следует представить комплексными значениями (табл. 2.3) и, во-вторых, для индуктивных и емкостных элементов цепи определить соответствующие комплексные сопротивления или комплексные проводимости (табл. 2.4).

2) Выбрать положительные направления для токов во всех ветвях, указав их стрелками на схеме цепи.

3) Пользуясь законами Ома и Кирхгофа в комплексной форме и учитывая выбранные положительные направления токов в ветвях, составить систему уравнений, определяющую режим работы цепи.

Таблица 2.3. Представление мгновенных значений синусоидальных ЭДС и токов источников комплексными значениями

Источник	Мгновенное значение	Комплексное значение	Условные изображения
ЭДС	$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$	$\dot{E} = \frac{E_m}{\sqrt{2}} e^{j\psi_e}$	e $\dot{E}$
Тока	$J(t) = J_m \sin(\omega t + \psi_i)$	$\dot{J} = \frac{J_m}{\sqrt{2}} e^{j\psi_i}$	$J(t)$ $\dot{J}$

Таблица 2.4. Комплексные сопротивления и проводимости пассивных элементов

Элемент	Параметр	Комплексное сопротивление	Комплексная проводимость
Резистивный	r	r	$1/r = g$
Индуктивный	L	$j\omega L = jx_L$	$1/j\omega L = -jb_L$
Емкостный	C	$1/j\omega C = -jx_C$	$j\omega C = jb_C$

4) Решить полученную систему уравнений, т. е. определить комплексные значения токов в ветвях цепи и комплексные значения напряжений на ее элементах.

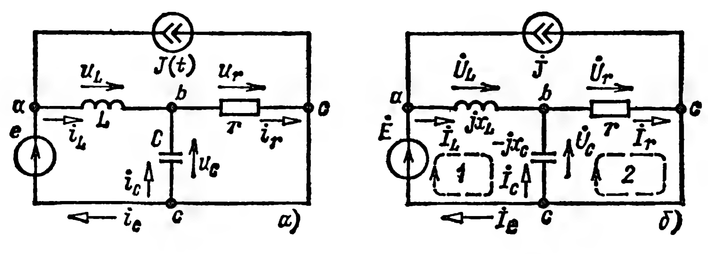


Рис. 2.23.

Найденные комплексные значения токов и напряжений однозначно определяют соответствующие им мгновенные значения синусоидальных токов и напряжений.

В качестве примера рассмотрим анализ (расчет режима работы) комплексным методом электрической цепи синусоидального тока по рис. 2.23, *а* с источником ЭДС $e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$ и источником тока $J(t) = J_m \sin(\omega t + \psi_i)$, положительные направления которых заданы, а также с резистивным r, индуктивным L и емкостным C элементами. Для этого выполним последовательно все этапы анализа.

1. Представим синусоидальные ЭДС и ток источников, мгновенные значения которых заданы соответствующими комплексными значениями [см. (2.21) и табл. 2.3]:

$$\dot{E}=E\angle\psi_e;\quad \dot{J}=J\angle\psi_i.$$

Определим комплексные сопротивления индуктивного $j\omega L = jx_L$ и емкостного $1/j\omega C = -jx_C$ элементов электрической цепи (см. табл.2.4)

На рис. 2.23, *б* изображена схема электрической цепи, соответствующая схеме электрической цепи рис. 2.23, *а*, но для которой исходные данные о параметрах всех элементов представлены в комплексной форме.

2. Выберем положительные направления неизвестных токов в ветвях (рис. 2.23, *а*) и положительные направления напряжений на пассивных элементах совпадающими с направлениями токов. Положительные направления соответствующих им комплексных значений такие же (рис. 2.23, *б*).

3. При выбранных положительных направлениях токов и напряжений составим полную систему уравнений для анализа цепи. Так как у цепи три узла (a, b, c), то по первому закону Кирхгофа в комплексной форме (2.39) составим уравнение для двух узлов, например a и b:

$$\dot{J}+\dot{I}_e-\dot{I}_L=0; \qquad (2.42а)$$

$$\dot{I}_L+\dot{I}_C-\dot{I}_r=0. \qquad (2.42б)$$

Цепь имеет три контура-ячейки, т. е. в общем случае по второму закону Кирхгофа следовало бы составить три независимых уравнения. Но так как в верхнем контуре действует источник тока, т. е. в этом контуре ток $\dot{J}$ известен, то составляем уравнения только для двух других контуров, обозначенных на рис. 2.23, *б* цифрами *1* и *2*:

$$\dot{U}_L-\dot{U}_C=\dot{E}; \qquad (2.42в)$$

$$\dot{U}_r+\dot{U}_C=0. \qquad (2.42г)$$

По закону Ома в комплексной форме для резистивного (2.29), индуктивного (2.32) и емкостного (2.36) элементов электрической цепи

$$\dot{U}_r=r\dot{I}_r;\quad \dot{U}_L=jx_L\dot{I}_L;\quad \dot{U}_C=-jx_C\dot{I}_C. \qquad (2.42д)$$

Следовательно, уравнения (2.42в) и (2.42г) можно записать в виде

$$jx_L\dot{I}_L+jx_C\dot{I}_C=\dot{E}; \qquad (2.42е)$$

$$r\dot{I}_r-jx_C\dot{I}_C=0. \qquad (2.42ж)$$

4. Решив совместно систему четырех алгебраических уравнений (2.42а), (2.42б), (2.42е) и (2.42ж) с четырьмя неизвестными токами, определим их комплексные значения:

$$\dot{I}_r=I_re^{j\psi_{ir}};\quad \dot{I}_L=I_Le^{j\psi_{iL}};\quad \dot{I}_C=I_Ce^{j\psi_{iC}};\quad \dot{I}_e=I_ee^{j\psi_{ie}}.$$

Для найденных комплексных значений тока запишем соответствующие им мгновенные значения:

$$i_r = \sqrt{2}\, I_r \sin(\omega t + \psi_{ir});\quad i_L = \sqrt{2}\, I_L \sin(\omega t + \psi_{iL});$$
$$i_C = \sqrt{2}\, I_C \sin(\omega t + \psi_{iC});\quad i_e = \sqrt{2}\, I_e \sin(\omega t + \psi_{ie}).$$

Комплексные значения напряжения определяются по (2.42д), а мгновенные значения записываются аналогично мгновенным значениям токов.

Для линейных электрических цепей синусоидального тока, так же как и для линейных электрических цепей постоянного тока, справедлив принцип наложения (см. § 1.15). Поэтому для упрощения анализа линейных цепей синусоидального тока можно применять различные методы расчета, которые были рассмотрены при анализе линейных цепей постоянного тока: метод преобразования цепей (см. § 1.12), метод двух узлов (см. § 1.13), метод контурных токов (см. § 1.14), метод эквивалентного генератора (см. § 1.17) и др. Для анализа линейных цепей синусоидального тока рассмотренные в гл. 1 методы расчета применяются в сочетании с комплексным методом. При этом математические формулировки различных методов расчета цепей постоянного тока остаются справедливыми и для расчета цепей синусоидального тока. Нужно только все ЭДС, напряжения и токи заменить комплексными значениями соответствующих синусоидальных величин, а сопротивления элементов — комплексными сопротивлениями.

В дальнейшем для понятий комплексные значения ЭДС, напряжения, токи и т. д., а также соответствующих им векторов комплексных значений будем пользоваться и сокращенными терминами, например комплексный ток или просто ток.

2.11. НЕРАЗВЕТВЛЕННАЯ ЦЕПЬ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

В неразветвленной цепи (рис. 2.24) при действии источника синусоидальной ЭДС

$$e = E_m \sin(\omega t + \psi_e)$$

ток также синусоидален: $i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$ и напряжения на резистивном, индуктивном и емкостном элементах:

$$u_r = U_{rm} \sin(\omega t + \psi_{ur});\quad u_L = U_{Lm} \sin(\omega t + \psi_{uL});\quad u_C = U_{Cm} \sin(\omega t + \psi_{uC}).$$

Для расчета режима неразветвленной цепи синусоидального тока применим комплексный метод. Представим все синусоидальные величины соответствующими комплексными значениями по (2.21):

$$\dot{E} = E \angle \psi_e;\ \dot{I} = I \angle \psi_i;\ \dot{U}_r = U_r \angle \psi_{ur};\ \dot{U}_L = U_L \angle \psi_{uL};\ \dot{U}_C = U_C \angle \psi_{uC}.$$

На рис. 2.24 стрелками изображены положительные направления тока, ЭДС и напряжений.

Выберем направление обхода контура по направлению движения часовой стрелки и запишем уравнение по второму закону

Кирхгофа (2.41):

$$\dot{U}_L+U_r+U_C=j\omega L\dot{I}+r\dot{I}-j/\omega C\dot{I}=\dot{E}; \qquad (2.43)$$

здесь учтен закон Ома для резистивного (2.29), индуктивного (2.32) и емкостного (2.36) элементов.

Из (2.43) найдем комплексный ток в цепи:

$$\dot{I}=\frac{\dot{E}}{r+j(\omega L-1/\omega C)},$$

или

$$\dot{I}=\frac{\dot{U}}{r+j(\omega L-1/\omega C)}, \qquad (2.44)$$

где $\dot{U}=Ue^{j\psi_u}=\dot{E}=Ee^{j\psi_e}$ — напряжение между выводами неразветвленной цепи (рис. 2.24).

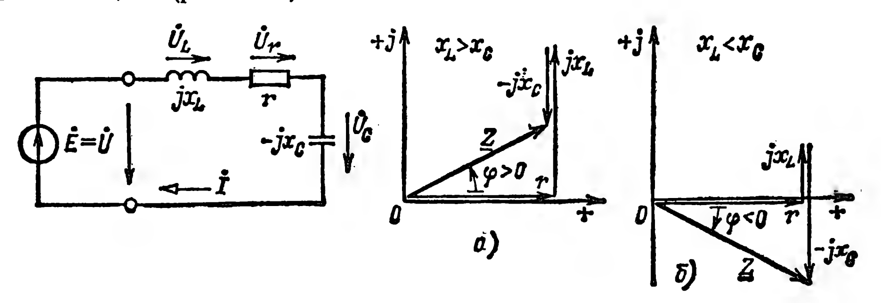


Рис. 2.24. Рис. 2.25.

Величина, стоящая в знаменателе выражения для комплексного тока (2.44), называется *комплексным сопротивлением* (неразветвленной цепи):

$$\underline{Z}=r+j(\omega L-1/\omega C)=r+j(x_L-x_C). \qquad (2.45а)$$

Величина, обратная комплексному сопротивлению, называется *комплексной проводимостью*:

$$\underline{Y}=1/\underline{Z}.$$

Каждому значению комплексного сопротивления $\underline{Z}$, т. е. комплексному числу, соответствует точка на комплексной плоскости. Ее положение однозначно определяется вектором на комплексной плоскости (рис. 2.25). Этот вектор является геометрической интерпретацией комплексного сопротивления и имеет такое же обозначение $\underline{Z}$.

Слагаемые комплексного сопротивления изображены на рис. 2.25 также в виде векторов для двух случаев: $x_L>x_C$ (рис. 2.25,*а*) и $x_L<x_C$ (рис. 2.25, *б*). В первом случае комплексное сопротивление имеет индуктивный характер, во втором — емкостный. Геометрическая интерпретация комплексного сопротивления позволяет легко перейти от алгебраической формы записи комплексного сопротивления (2.45 а)

к тригонометрической и показательной формам:

$$\underline{Z} = z\cos\varphi + jz\sin\varphi; \qquad (2.45б)$$

$$\underline{Z} = ze^{j\varphi} = z\angle\varphi, \qquad (2.45в)$$

где $z = |\underline{Z}| = \sqrt{r^2 + (x_L - x_C)^2}$ — модуль комплексного сопротивления или *полное сопротивление,* $\varphi = \operatorname{arctg}\frac{(x_L - x_C)}{r}$ — аргумент комплексного сопротивления. В зависимости от знака величины $(x_L - x_C)$ аргумент комплексного сопротивления может быть либо положительным (индуктивный характер), либо отрицательным (емкостный характер), но *всегда* $|\varphi| \leqslant \pi/2$.

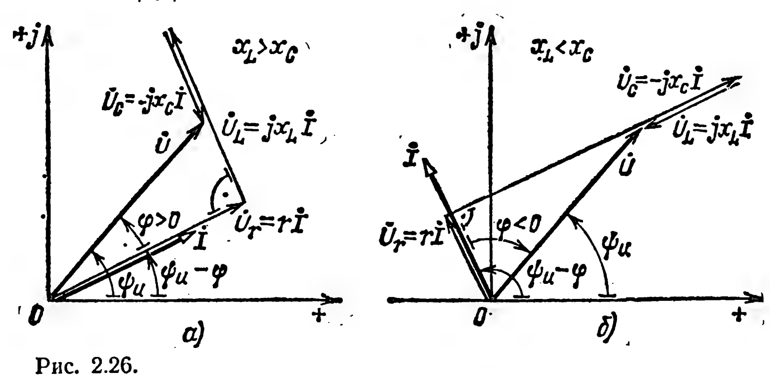


Рис. 2.26.

Подставим значение комплексного сопротивления в показательной форме (2.45в) в (2.44). При этом ток в цепи будет определен по *закону Ома для неразветвленной цепи*:

$$\dot{I} = \frac{\dot{E}}{\underline{Z}} = \frac{E}{z}e^{j(\psi_e - \varphi)},$$

или

$$\dot{I} = Ie^{j\psi_i} = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}} = \frac{U}{z}e^{j(\psi_u - \varphi)}, \qquad (2.46)$$

т. е.

$$I = U/z; \quad \psi_i = \psi_u - \varphi. \qquad (2.47)$$

Если значения параметров резистивного, индуктивного и емкостного элементов известны и задано напряжение между выводами неразветвленной цепи (рис. 2.24), то по закону Ома для неразветвленной цепи (2.46) однозначно определяется комплексный ток в цепи. При известном комплексном токе в цепи комплексные напряжения на резистивном, индуктивном и емкостном элементах рассчитываются соответственно по (2.29), (2.32), (2.36).

На рис. 2.26 приведены векторные диаграммы тока и напряжений неразветвленной цепи (рис. 2.24) для двух случаев: $x_L > x_C$ (рис. 2.26, *а*) и $x_L < x_C$ (рис. 2.26, *б*) при одинаковом заданном напряжении $\dot{U} = U\angle\psi_u$.

Если комплексное сопротивление цепи имеет индуктивный характер, то ток $\dot{I}$ отстает по фазе от напряжения $\dot{U}$, так как $\varphi > 0$ (рис. 2.25, *а*) и по (2.47) $\psi_i < \psi_u$. Если комплексное сопротивление цепи имеет емкостный характер, то ток в цепи опережает по фазе напряжение, так как $\varphi < 0$ (рис. 2.25, *б*) и по (2.47) $\psi_i > \psi_u$. На векторной диаграмме положительное значение угла φ отсчитывается против направления движения часовой стрелки от вектора комплексного значения тока $\dot{I}$, а отрицательное значение — по направлению движения часовой стрелки.

При нескольких последовательно соединенных резистивных индуктивных и емкостных элементах комплексное сопротивление

$$\underline{Z} = \sum R + j\left(\sum x_L - \sum x_C\right) = r + jx, \quad (2.48)$$

где $r = \Sigma R$ — *активное сопротивление* и $x = \Sigma x_L - \Sigma x_C$ — *реактивное сопротивление* этой неразветвленной цепи. В активном сопротивлении происходит необратимое преобразование электрической энергии в другие виды энергии, а в реактивном сопротивлении не происходит.

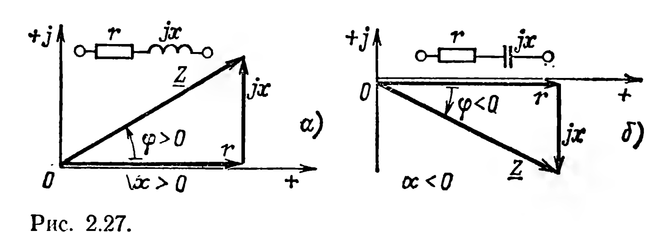


Рис. 2.27.

Введенные здесь понятия об активном и реактивном сопротивлениях неразветвленной цепи применяются и для характеристики более сложных цепей. В общем случае можно говорить об активном и реактивном сопротивлениях любой пассивной цепи синусоидального тока, имеющей два вывода.

Напряжение на элементах схемы замещения, соответствующих активному или реактивному сопротивлению цепи, называется *падением напряжения*.

Выражению (2.48) соответствуют *треугольники сопротивлений* на комплексной плоскости (рис. 2.27). На рис. 2.27, *а* построен треугольник сопротивлений при $x > 0$, т. е. при индуктивном характере комплексного сопротивления, а на рис. 2.27, *б* — при $x < 0$, т. е. при емкостном характере комплексного сопротивления. Там же показаны схемы замещения соответствующих электрических цепей. Из треугольников сопротивлений наглядно определяются тригонометрическая и показательная формы комплексного сопротивления неразветвленной пассивной цепи, совпадающие с выражениями (2.45), причем полное сопротивление z и аргумент φ комплексного сопротивления (2.48) будут:

$$z = \sqrt{r^2 + x^2}; \quad (2.49а)$$

$$\varphi = \operatorname{arctg}(x/r). \quad (2.49б)$$

Если для каждого участка неразветвленной цепи известно комплексное сопротивление $\underline{Z}_k$, то комплексное сопротивление неразветвленной цепи

$$\underline{Z}=\sum_{k=1}^{n}\underline{Z}_k=\underline{Z}_1+\underline{Z}_2+\ldots+\underline{Z}_k+\ldots+\underline{Z}_n,$$

где n — число участков.

2.12. АКТИВНОЕ, РЕАКТИВНОЕ И ПОЛНОЕ СОПРОТИВЛЕНИЯ ПАССИВНОГО ДВУХПОЛЮСНИКА

На рис. 2.28 внешняя относительно источника энергии пассивная электрическая цепь представлена в виде пассивного двухполюсника. Параметром такого пассивного двухполюсника является его входное комплексное сопротивление, т. е. комплексное сопротивление между выводами a и b:

$$\underline{Z}=\dot{E}/\dot{I}=\dot{U}/\dot{I}=z\angle\varphi=z\cos\varphi+jz\sin\varphi=r+jx,$$

где $\dot{U}=U\angle\psi_u$ и $\dot{I}=I\angle\psi_i$ — комплексные значения напряжения и тока цепи; $\varphi=\psi_u-\psi_i$ — аргумент комплексного сопротивления, причем $|\varphi|\leqslant\pi/2$. Из полученного выражения следует, что любой пассивный двухполюсник можно представить эквивалентной схемой замещения, состоящей из последовательного соединения элемента с активным сопротивлением r и элемента с реактивным сопротивлением x.

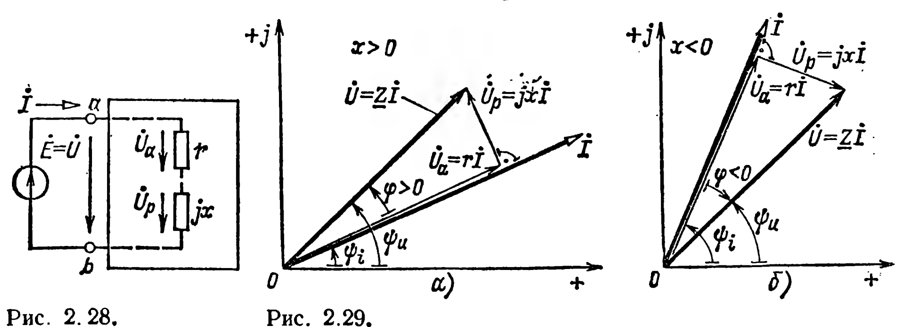


Рис. 2.28. Рис. 2.29.

Полное сопротивление пассивного двухполюсника определяется по (2.49а). В зависимости от знака реактивного сопротивления x комплексное сопротивление пассивного двухполюсника имеет индуктивный ($x>0$, рис. 2.27, *а*) или емкостный ($x<0$, рис. 2.27, *б*) характер.

На рис. 2.29 для пассивного двухполюсника (см. рис. 2.28) построены векторные диаграммы, на которых $\dot{U}_а=r\dot{I}$ и $\dot{U}_р=jx\dot{I}$ — *активная и реактивная составляющие напряжения* $\dot{U}$ между выводами пассивного двухполюсника.

Векторы комплексных напряжений $\dot{U}_а$, $\dot{U}_р$ и $\dot{U}$ образуют на комплексной плоскости *треугольник напряжений*: $\dot{U}=\dot{U}_а+\dot{U}_р$. Модуль вектора активной составляющей напряжения $U_а=U\cos\varphi$, и этот вектор совпадает по фазе с вектором тока $\dot{I}$. Модуль вектора реактив-

ной составляющей напряжения $U_р = U|\sin\varphi|$, и этот вектор сдвинут по фазе относительно вектора тока $\dot{I}$ на угол $|\pi/2|$: *индуктивное реактивное напряжение* опережает по фазе ток $\dot{I}$ на угол $\pi/2$ (рис. 2.29, *а*), емкостное реактивное напряжение отстает по фазе от тока $\dot{I}$ на угол $\pi/2$ (рис. 2.29, *б*). Из треугольников напряжений следует, что

$$U = \sqrt{U_а^2 + U_р^2}.$$

2.13. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ПРОЦЕССЫ В РЕЗИСТИВНОМ, ИНДУКТИВНОМ И ЕМКОСТНОМ ЭЛЕМЕНТАХ

Энергетические процессы в электрических цепях синусоидального тока достаточно сложные, так как физические процессы в различных элементах неодинаковы.

Чтобы яснее представить энергетические процессы в цепях синусоидального тока, рассмотрим графики мгновенных значений мощности, напряжения и тока отдельно для резистивного, индуктивного и емкостного элементов, подключенных к источнику напряжения (рис. 2.30)

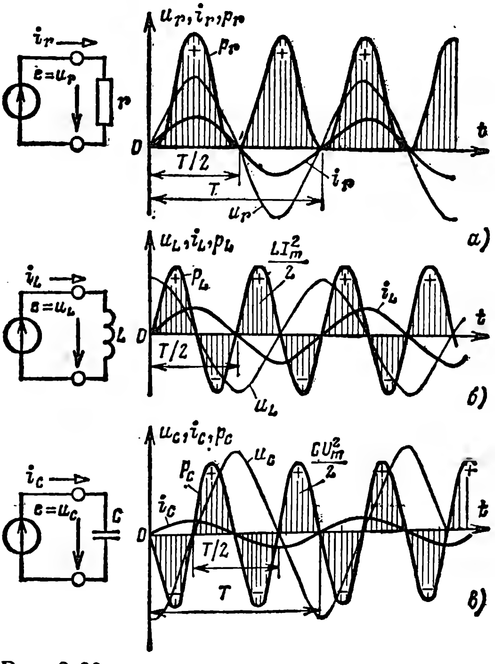


Рис. 2.30.

В резистивном элементе с сопротивлением r при напряжении $u_r = U_{rm}\sin\omega t$ ток $i_r = u_r/r = I_{rm}\sin\omega t$, т. е. совпадает по фазе с напряжением. В любой момент времени мощность резистивного элемента (мгновенное значение мощности)

$$p_r = u_r i_r = U_{rm} I_{rm}\sin^2\omega t = \frac{U_{rm} I_{rm}}{2}(1 - \cos 2\omega t).$$

На рис. 2.30, *а* показаны мгновенные значения тока i_r, напряжения u_r и мощности p_r для резистивного элемента. Мгновенная мощность в резистивном элементе в любой момент времени положительная, т. е. в течение любого интервала времени в резистивный элемент поступает энергия и происходит необратимое преобразование электрической энергии источника в другие ее виды.

Средняя за период мощность, т. е. *активная мощность*, резистивного элемента

$$P_r = \frac{1}{T}\int_0^T p_r\,dt = U_r I_r = rI_r^2 = I_r^2/g = gU_r^2 = U_r^2/r, \qquad (2.50)$$

где $U_r = U_{rm}/\sqrt{2}$ и $I_r = I_{rm}/\sqrt{2}$ — действующие значения напряжения и тока.

Для индуктивного элемента L (рис. 2.30, *б*) напряжение

$$u_L = L\,di_L/dt = U_{Lm}\sin(\omega t + \pi/2) = U_{Lm}\cos\omega t$$

опережает по фазе ток $i_L = I_{Lm}\sin\omega t$ (нулевая начальная фаза выбрана у тока) на угол $\pi/2$. Мгновенная мощность индуктивного элемента

$$p_L = u_L i_L = U_{Lm} I_{Lm}\sin\omega t\cdot\cos\omega t = \frac{U_{Lm} I_{Lm}}{2}\sin 2\omega t = U_L I_L\sin 2\omega t.$$

На рис. 2.30, *б* показаны мгновенные значения тока, напряжения и мощности для индуктивного элемента. Мгновенная мощность изменяется по синусоидальному закону с частотой, в 2 раза большей частоты тока. Мгновенная мощность положительна при нарастании по абсолютному значению тока в индуктивном элементе (независимо от направления тока); в это время энергия накапливается в магнитном поле индуктивного элемента.

Определим энергию, поступающую в индуктивный элемент за четверть периода, в течение которого ток и мгновенная мощность положительны:

$$W_м = \int_0^{T/4} p_L\,dt = \int_0^{T/4} u_L i_L\,dt.$$

После подстановки мгновенного значения напряжения на индуктивном элементе $u_L = L\,di_L/dt$ и соответствующей замены переменных получим:

$$W_м = \int_0^{I_{Lm}} L i_L\,di_L = L I_{Lm}^2/2. \qquad (2.51)$$

В течение следующей четверти периода мгновенная мощность p_L отрицательна, т. е. индуктивный элемент не получает энергию от источника, а наоборот, источник получает энергию от индуктивного элемента.

Среднее значение мощности за период $P_L = \frac{1}{T}\int_0^T p_L\,dt$ для индуктивного элемента равно нулю. Синусоидальный ток в индуктивном элементе не совершает работы. Поэтому в отличие от резистивного элемента энергетический режим индуктивного элемента принято определять не активной, а *реактивной индуктивной мощностью*, равной максимальной мгновенной мощности:

$$Q_L = U_L I_L = x_L I_L^2 = U_L^2/x_L = b_L U_L^2 = I^2/b_L. \qquad (2.52)$$

Хотя размерности активной и реактивной индуктивной мощностей совпадают, для измерения реактивной индуктивной мощности выбрана своя единица: вар.

В емкостном элементе C (рис. 2.30, *в*) напряжение

$$u_C = \frac{1}{C}\int i_C\,dt = U_{Cm}\sin(\omega t - \pi/2) = -U_{Cm}\cos\omega t$$

отстает по фазе от тока $i_C = I_{Cm}\sin\omega t$ на угол $\pi/2$. Мгновенная мощность в емкостном элементе

$$p_C = u_C i_C = -U_{Cm}I_{Cm}\sin\omega t\cdot\cos\omega t = -\frac{U_{Cm}I_{Cm}}{2}\sin 2\omega t =$$
$$= -U_C I_C \sin 2\omega t.$$

В емкостном элементе, так же как и в индуктивном, мгновенная мощность — синусоидальная величина, частота которой вдвое больше частоты тока (рис. 2.30, *в*). Но в емкостном элементе мгновенная мощность положительна в те интервалы времени, в течение которых напряжение возрастает по абсолютному значению. В течение этих интервалов времени происходит зарядка емкостного элемента и в его электрическом поле накапливается энергия. При уменьшении по абсолютному значению напряжения на емкостном элементе мгновенная мощность отрицательна. Емкостный элемент разряжается и энергия, запасенная в его электрическом поле, возвращается источнику.

К концу первой четверти периода энергия электрического поля $W_э = \int\limits_0^{T/4} p_C\,dt = \int\limits_0^{T/4} u_C i_C\,dt$ достигнет максимального значения.

После подстановки мгновенного значения тока в емкостном элементе $i_C = C\,du_C/dt$ и соответствующей замены переменных получим:

$$W_э = \int\limits_{-U_{Cm}}^{0} Cu_C\,du_C = CU_{Cm}^2/2. \qquad (2.53)$$

В емкостном элементе, так же как и в индуктивном, синусоидальный ток не совершает работы.

Энергетический режим емкостного элемента принято определять *реактивной емкостной мощностью*, равной максимальной мгновенной мощности:

$$Q_C = U_C I_C = x_C I_C^2 = I_C^2/b_C = U_C^2/x_C = b_C U_C^2. \qquad (2.54)$$

Если индуктивный и емкостный элементы соединены последовательно, то в моменты времени, когда энергия магнитного поля индуктивного элемента увеличивается, энергия электрического поля емкостного элемента уменьшается и наоборот. Следовательно, эти элементы могут обмениваться энергией не только с источниками, но и друг с другом.

2.14. АКТИВНАЯ, РЕАКТИВНАЯ И ПОЛНАЯ МОЩНОСТИ ПАССИВНОГО ДВУХПОЛЮСНИКА

Разнообразие физических явлений, происходящих в элементах электрических цепей синусоидального тока, усложняет задачу формализации методов анализа этих цепей.

Для общности дальнейших рассуждений рассмотрим режим работы источника напряжения, подключенного к пассивному двухполюснику (рис. 2.28). В общем случае (см. § 2.12) пассивный двухполюсник можно представить эквивалентной схемой замещения в виде последовательного соединения двух элементов: с активным сопротивлением r и реактивным сопротивлением x. Элемент с активным сопротивлением — это резистивный элемент с сопротивлением r, а элемент с реактивным сопротивлением — это индуктивный элемент с индуктивным сопротивлением $x_L = \omega L = x$, если $x > 0$, или емкостный элемент с емкостным сопротивлением $x_C = 1/\omega C = |x|$, если $x < 0$. Для обоих этих случаев треугольники сопротивлений и напряжений приведены на рис. 2.27 и 2.29.

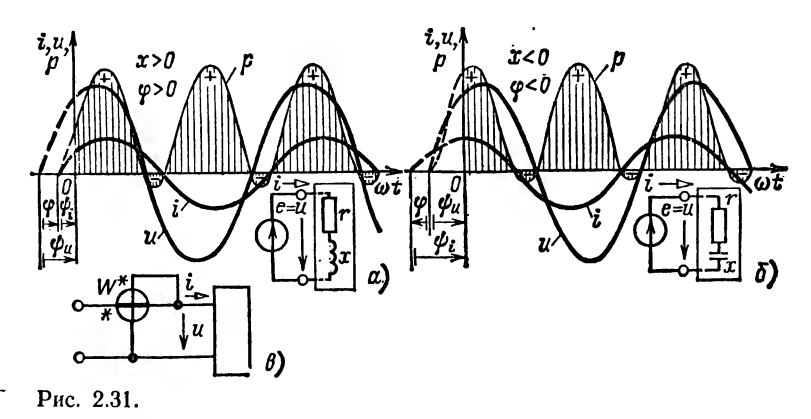


Рис. 2.31.

Определим мгновенную мощность пассивного двухполюсника, равную мгновенной мощности источника ЭДС при напряжении и токе:

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u);$$

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i).$$

Мгновенная мощность

$$p = ui = U_m I_m \sin(\omega t + \psi_u) \sin(\omega t + \psi_i) =$$

$$= \frac{U_m I_m}{2} [\cos(\psi_u - \psi_i) + \cos(2\omega t + \psi_u + \psi_i)].$$

Мгновенные значения тока, напряжения и мощности при индуктивном ($x > 0$, $\varphi = \psi_u - \psi_i > 0$) и емкостном ($x < 0$, $\varphi = \psi_u - \psi_i < 0$) характере комплексного сопротивления двухполюсника показаны на рис. 2.31, *а* и *б* соответственно.

Энергетический процесс в обоих случаях складывается из уже рассмотренных выше (см. § 2.13) энергетических процессов для идеальных элементов. Часть электрической энергии источника поступает в двухполюсник и преобразуется в другие формы энергии. Другой частью энергии источник и двухполюсник периодически обмениваются.

Из (2.54) следует, что средняя мощность пассивного двухполюсника за период (равная средней мощности источника)

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p\,dt = UI \cos(\psi_u - \psi_i) = UI \cos\varphi, \qquad (2.55)$$

так как среднее значение за период косинусоиды двойной частоты равно нулю.

Угол сдвига фаз между напряжением и током $\varphi = \psi_u - \psi_i$ зависит от параметров r и x элементов эквивалентной схемы замещения пассивного двухполюсника (см. рис. 2.28).

Выражение (2.55) определяет *активную мощность двухполюсника* и источника, которая зависит от действующих значений напряжения и тока, а также от $\cos\varphi$ — *коэффициента мощности*. Отметим, что активная мощность пассивного двухполюсника всегда положительна и не зависит от знака угла φ (напомним, что $|\varphi| \leqslant \pi/2$). Она определяет энергетический режим пассивного двухполюсника в целом, т. е. среднюю скорость необратимого преобразования энергии во всех резистивных элементах пассивного двухполюсника.

Активная мощность двухполюсника измеряется ваттметром. У ваттметра две измерительные цепи, одна из которых включается последовательно с двухполюсником, т. е. ток в этой цепи равен току I двухполюсника, а вторая — параллельно с двухполюсником (на его выводы), т. е. напряжение на этой цепи равно напряжению U двухполюсника. Чтобы учесть знак угла сдвига фаз φ между напряжением и током двухполюсника, измерительные цепи должны быть включены аналогично относительно положительных направлений тока и напряжения. Поэтому один из выводов каждой измерительной цепи имеет отличительное обозначение (звездочка на рис. 2.31, *в*).

Из треугольников сопротивлений (рис. 2.27) и треугольников напряжений (рис. 2.29) пассивного двухполюсника следует, что коэффициент мощности

$$\cos\varphi = r/z = U_а/U.$$

После замены $\cos\varphi$ в (2.55) получим другие выражения для активной мощности пассивного двухполюсника:

$$P = U_а I = rI^2. \qquad (2.56)$$

Произведение действующих значений напряжения между выводами источника $U = E$ и тока источника I в (2.55) определяет полную мощность источника, равную полной мощности пассивного двухполюсника:

$$S = UI = EI = zI^2. \qquad (2.57)$$

Размерности активной мощности и полной мощности совпадают, но для измерения полной мощности выбрана своя единица: *вольт-ампер* (В · А) и часто применяемая в энергетике производная единица киловольт-ампер (кВ · А). Отличие в названиях дает возможность

при указании численного значения величины, например 300 кВ · А, сразу решить, что речь идет о полной, а не об активной мощности.

Полная мощность определяет эксплуатационные возможности многих электротехнических устройств (генераторов, трансформаторов, электрических машин и др.), для которых она указывается в качестве номинальной: $S_{ном} = U_{ном}I_{ном}$. Например, для генератора электрической энергии номинальная полная мощность равна его максимальной активной мощности, которая может быть получена при $\cos\varphi = 1$. Однако для большинства потребителей $\cos\varphi \neq 1$. Поэтому даже при номинальных значениях напряжения генератора и тока в цепи энергетические возможности источника используются не полностью, так как $P < S_{ном}$.

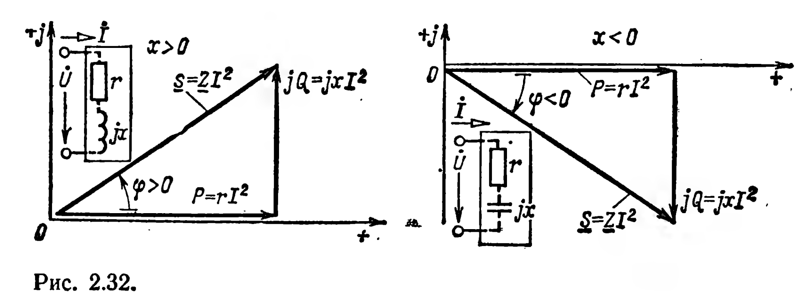


Рис. 2.32.

Для анализа энергетических процессов в цепи при неполном использовании энергетических возможностей источника вводится понятие о *реактивной мощности* источника, равной реактивной мощности пассивного двухполюсника (рис. 2.28):

$$Q = EI\sin\varphi = UI\sin\varphi = UI\sin(\psi_u - \psi_i).$$

С введением реактивной мощности можно правильно отобразить совокупность физических процессов, происходящих во всех индуктивных и емкостных элементах пассивного двухполюсника.

Из треугольников сопротивлений пассивного двухполюсника (см. рис. 2.27) следует, что $\sin\varphi = x/z$. После замены $\sin\varphi$ в формуле реактивной мощности получим другое выражение для определения реактивной мощности пассивного двухполюсника:

$$Q = UI\sin\varphi = xI^2. \qquad (2.58)$$

Реактивная мощность пассивного двухполюсника может быть положительной и отрицательной в зависимости от знака угла φ. При индуктивном характере входного сопротивления двухполюсника ($\varphi > 0$) реактивная мощность положительна, а при емкостном характере ($\varphi < 0$) отрицательна.

Сравнивая формулы (2.56)—(2.58), нетрудно установить связь активной, реактивной и полной мощностей пассивного двухполюсника:

$$S^2 = U^2I^2 = (UI\cos\varphi)^2 + (UI\sin\varphi)^2 = P^2 + Q^2. \qquad (2.59)$$

Соотношение (2.59) удобно интерпретировать геометрически на комплексной плоскости. Для этого умножим все стороны треугольников сопротивлений (см. рис. 2.27) пасссивного двухполюсника на I^2. Вновь полученные треугольники называются *треугольниками мощностей* (рис. 2.32). Из подобия треугольников сопротивлений и мощностей следует, что

$$\frac{Q}{P} = \frac{x}{r} = \operatorname{tg}\varphi.$$

Стороны треугольника мощностей связаны между собой зависимостью

$$\underline{S} = P + jQ = UI\cos\varphi + jUI\sin\varphi = UIe^{j\varphi} = \dot{U}\dot{I}^*. \qquad (2.60)$$

Здесь $\underline{S}$ — *комплексная мощность* или *комплекс полной мощности* пассивного двухполюсника; $\dot{I}$ — комплексное сопряженное значение тока $\dot{I}$. Модуль комплексной мощности равен полной мощности пассивного двухполюсника:

$$|\underline{S}| = S = UI.$$

2.15. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ВЕТВЕЙ

На рис. 2.33 представлена схема электрической цепи, состоящей из параллельного соединения резистивного, индуктивного и емкостного элементов. Будем считать заданными проводимость резистивного элемента $g = 1/r$ и комплексные проводимости индуктивного — $jb_L = 1/j\omega L$ и емкостного $jb_C = j\omega C$ элементов и одинаковое напряжение на каждом из элементов

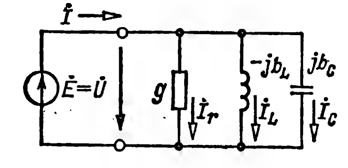


Рис. 2.33.

$$\dot{U} = \dot{E} = U\angle\psi_u.$$

По первому закону Кирхгофа определим комплексное значение общего тока, равного току источника ЭДС:

$$\dot{I} = \dot{I}_r + \dot{I}_L + \dot{I}_C = \dot{U}(g - jb_L + jb_C), \qquad (2.61)$$

где учтено, что по закону Ома $\dot{I}_r = g\dot{U}$; $\dot{I}_L = -jb_L\dot{U}$; $\dot{I}_C = jb_C U$ — комплексы токов в резистивном, индуктивном и емкостном элементах.

Сумма комплексных проводимостей всех параллельных ветвей в выражении (2.61) равна комплексной проводимости данной цепи (в алгебраической форме):

$$\underline{Y} = \frac{1}{r} + \frac{1}{j\omega L} + j\omega C = g - jb_L + jb_C = g - j(b_L - b_C). \qquad (2.62)$$

Обратная величина комплексной проводимости $1/\underline{Y} = \underline{Z} = ze^{j\varphi}$ — это комплексное сопротивление. Поэтому в показательной форме комплексная проводимость

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{ze^{j\varphi}} = ye^{-j\varphi} \qquad (2.63а)$$

и в тригонометрической форме

$$\underline{Y} = y\cos\varphi - jy\sin\varphi, \qquad (2.63б)$$

где $y = |\underline{Y}| = \sqrt{g^2 + (b_L - b_C)^2}$ — модуль комплексной проводимости цепи или *полная проводимость* цепи; $\varphi = \operatorname{arctg}\frac{(b_L - b_C)}{g}$ — аргумент комплексной проводимости цепи.

На комплексной плоскости (рис. 2.34) слагаемые комплексной проводимости цепи изображены в виде векторов для двух случаев: $b_L > b_C$ (рис. 2.34, *а*) и $b_L < b_C$ (рис. 2.34, *б*). В первом случае комплексная проводимость цепи имеет индуктивный характер, во втором — емкостный.

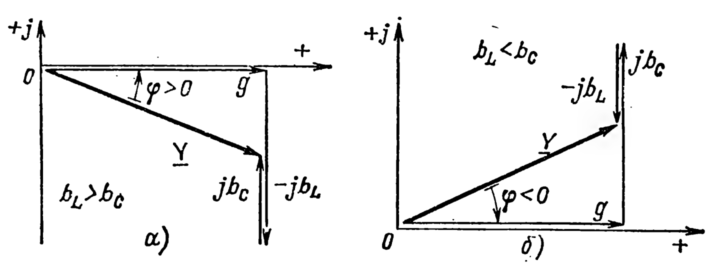


Рис. 2.34.

Подставив значение комплексной проводимости цепи в показательной форме (2.63а) в (2.61), получим комплексное значение тока в виде

$$\dot{I} = Ie^{j\psi_i} = \underline{Y}\dot{E} = \underline{Y}\dot{U} = yUe^{j(\psi_u - \varphi)}. \qquad (2.64)$$

Из (2.64) следует, что действующее значение тока в неразветвленной части цепи

$$I = yU = \sqrt{g^2 + (b_L - b_C)^2}\,U.$$

На рис. 2.35 приведены векторные диаграммы напряжения и токов рассматриваемой цепи для двух случаев: $b_L > b_C$ (рис. 2.35, *а*) и $b_L < b_C$ (рис. 2.35, *б*) при одинаковом напряжении $\dot{U} = U\angle\psi_u$. Если комплексная проводимость цепи имеет индуктивный характер, то общий ток (в неразветвленной части цепи) отстает по фазе от напряжения, так как $\varphi > 0$, т. е. $\psi_u > \psi_i$. Если комплексная проводимость цепи имеет емкостный характер, то общий ток опережает по фазе напряжение, так как $\varphi < 0$, т. е. $\psi_u < \psi_i$. Заметим, что, как и ранее, положительные значения угла φ отсчитываются против направления движения стрелки часов от вектора комплексного значения тока $\dot{I}$.

Комплексная мощность анализируемой цепи

$$\underline{S} = \dot{U}\dot{I}^* = \dot{U}(\dot{I}_r^* + \dot{I}_L^* + \dot{I}_C^*) = gU^2 + jb_LU^2 - jb_CU^2 = \underline{Y}^*U^2 =$$
$$= P + j(Q_L - Q_C) = P + jQ.$$

Если электрическая цепь содержит несколько резистивных, индуктивных и емкостных элементов, включенных параллельно, то комплекс-

ная проводимость

$$\underline{Y} = ye^{-j\varphi} = \sum G - j\sum b_L + j\sum b_C = \\ = \sum G - j(\sum b_L - \sum b_C) = g - jb, \qquad (2.65)$$

где $g = \Sigma G$ — *активная проводимость цепи*; $b = \Sigma b_L - \Sigma b_C$ — *реактивная проводимость цепи*. Такие названия проводимостей даны по аналогии с названиями сопротивлений для неразветвленной цепи (2.48).

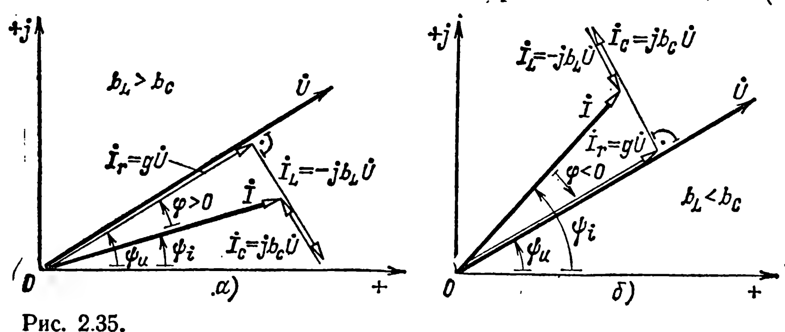


Рис. 2.35.

Введенные здесь понятия об активной и реактивной проводимостях цепи применяются и для характеристики любых электрических цепей, не содержащих источников энергии, относительно двух выводов, т. е. для пассивных двухполюсников.

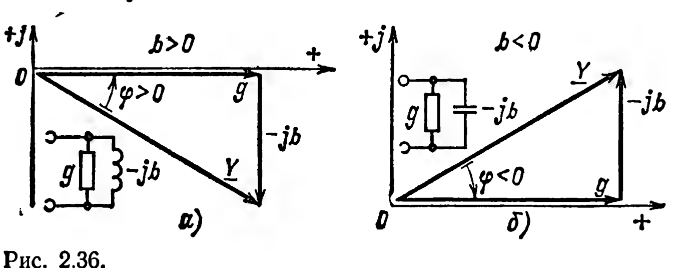


Рис. 2.36.

Выражению (2.65) соответствуют треугольники проводимостей на комплексной плоскости (рис. 2.36). Из треугольников проводимостей и из (2.65) следуют тригонометрическая и показательная формы комплексной проводимости цепи, содержащей произвольное число параллельных ветвей с резистивными, индуктивными и емкостными элементами, совпадающие с выражениями (2.63), причем полная проводимость

$$y = \sqrt{g^2 + b^2} \qquad (2.66а)$$

и аргумент

$$\varphi = \operatorname{arctg}\left(\frac{b}{g}\right). \qquad (2.66б)$$

В общем случае параллельные ветви электрической цепи могут содержать не только резистивные или только индуктивные, или только

емкостные элементы, но и их последовательные соединения. Комплексная проводимость цепи с параллельным соединением n таких ветвей равна сумме комплексных проводимостей всех ветвей:

$$\underline{Y} = \sum_{k=1}^{n} \underline{Y}_k = \sum_{k=1}^{n} \frac{1}{\underline{Z}_k} = \frac{1}{\underline{Z}_1} + \frac{1}{\underline{Z}_2} + \ldots + \frac{1}{\underline{Z}_k} + \ldots + \frac{1}{\underline{Z}_n},$$

где $\underline{Y}_k$ — комплексная проводимость и $\underline{Z}_k$ — комплексное сопротивление k-й ветви.

2.16. АКТИВНАЯ, РЕАКТИВНАЯ И ПОЛНАЯ ПРОВОДИМОСТИ ПАССИВНОГО ДВУХПОЛЮСНИКА

Выше (см. § 2.12) пассивный двухполюсник был представлен эквивалентной схемой замещения, состоящей из последовательного соединения элементов с активным и реактивным сопротивлениями (рис. 2.28). Однако решение многих задач будет проще, если пассивный двухполюсник представить другой эквивалентной схемой, состоящей из параллельного соединения элементов с активной и реактивной проводимостями (рис. 2.37). Параметром такого пассивного двухполюсника является его входная комплексная проводимость между выводами a и b:

Рис. 2.37.

$$\underline{Y} = \frac{\dot{I}}{\dot{U}} = \frac{\dot{I}}{\dot{E}} = ye^{-j\varphi} = y\cos\varphi - jy\sin\varphi = g - jb, \qquad (2.67)$$

где $\dot{U} = U \angle \psi_u = \dot{E}$ и $\dot{I} = I \angle \psi_i$ — комплексные значения напряжения и тока на входе двухполюсника; $-\varphi = \psi_i - \psi_u$ — аргумент комплексной проводимости. Из (2.67) следует, что любой пассивный двухполюсник можно представить схемой замещения, состоящей из параллельного соединения элементов с активной проводимостью g и с реактивной проводимостью — b. Элемент с активной проводимостью— это всегда резистивный элемент с проводимостью g, а элемент с реактивной проводимостью — это индуктивный элемент с индуктивной проводимостью $b_L = 1/\omega L = b$, если $b > 0$, или емкостный элемент с емкостной проводимостью $b_C = \omega C = |b|$, если $b < 0$.

В зависимости от знака реактивной проводимости b комплексная проводимость пассивного двухполюсника имеет индуктивный характер ($b > 0$ для рис. 2.36, *а*) или емкостный характер ($b < 0$ для рис. 2.36,*б*).

Умножив проводимости всех сторон треугольника проводимостей (рис. 2.36) на комплексное значение напряжения $\dot{U} = U \angle \psi_u$, построим векторную диаграмму токов (рис. 2.38) для эквивалентной схемы замещения пассивного двухполюсника, где $\dot{I}_а = g\dot{U}$ и $\dot{I}_р = -jb\dot{U}$ — *активная и реактивная составляющие тока* $\dot{I}$. Векторы комплексных значений $\dot{I}_а$, $\dot{I}_р$ и $\dot{I}$ образуют на комплексной плоскости *треугольник токов*:

$$\dot{I} = \dot{I}_а + \dot{I}_р. \qquad (2.68)$$

Модуль вектора активной составляющей тока $I_а = I\cos\varphi$, причем активная составляющая тока совпадает по фазе с напряжением. Модуль вектора реактивной составляющей тока $I_р = I\,|\sin\varphi|$; вектор $\dot{I}_р$ образует с вектором напряжения $\dot{U}$ угол $|\pi/2|$. *Индуктивный реактивный ток* отстает по фазе от напряжения на угол $\pi/2$ (рис. 2.38, *а*). *Емкостный реактивный ток* опережает по фазе напряжение на угол $\pi/2$ (рис. 2.38, *б*).

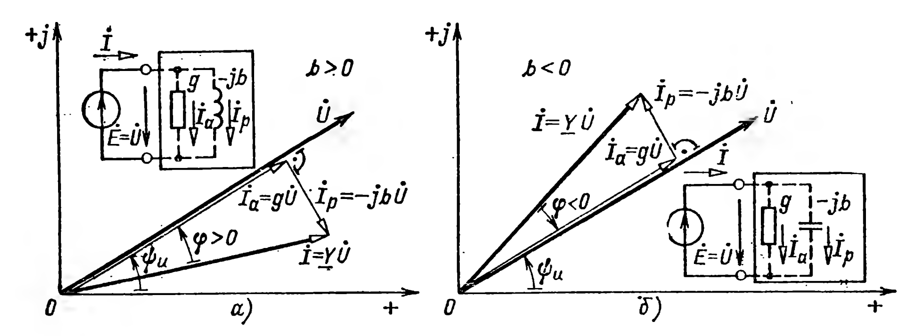


Рис. 2.38.

Из треугольников токов следует, что

$$I = \sqrt{I_а^2 + I_р^2}.$$

Учитывая соотношения (2.67) и (2.68), получим различные математические выражения комплексной мощности пассивного двухполюсника (2.60):

$$\underline{S} = P + jQ = \dot{U}\dot{I}^* = \dot{U}(\dot{I}_а^* + \dot{I}_р^*) = \underline{Y}^* U^2 = gU^2 + jbU^2. \quad (2.69)$$

2.17. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО СОЕДИНЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ В ПАРАЛЛЕЛЬНОЕ

В цепях синусоидального тока иногда необходимо преобразовать последовательное соединение элементов в эквивалентное параллельное, чтобы упростить анализ некоторых электротехнических устройств, например катушки с магнитопроводом (см. гл. 7).

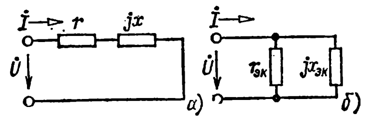


Рис. 2.39.

Предположим, что задано последовательное соединение резистивного элемента с сопротивлением r и элемента с реактивным сопротивлением x (рис. 2.39,*а*). Комплексные сопротивление и проводимость соединения соответственно равны:

$$\underline{Z} = r + jx;$$

$$\underline{Y} = \frac{1}{\underline{Z}} = \frac{1}{r + jx} = \frac{r - jx}{r^2 + x^2} = g - jb. \quad (2.70)$$

Параллельное соединение элементов (рис. 2.39, *б*) будет эквивалентно последовательному (рис. 2.39, *а*), если комплексные проводимости или сопротивления обоих соединений одинаковые, т. е.

$$g_{эк}=\frac{1}{r_{эк}}=g=\frac{r}{r^2+x^2}; \qquad (2.71а)$$

$$-jb_{эк}=\frac{1}{jx_{эк}}=-jb=-j\frac{x}{r^2+x^2}. \qquad (2.71б)$$

Из (2.71) следует, что сопротивления элементов, соединенных параллельно, выражаются следующим образом через сопротивления элементов, соединенных последовательно:

$$r_{эк}=\frac{r^2+x^2}{r}; \qquad (2.72а)$$

$$x_{эк}=\frac{r^2+x^2}{x}. \qquad (2.72б)$$

Выразив из (2.72) сопротивления элементов, соединенных последовательно, получим условия обратного эквивалентного преобразования.

2.18. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ ЦЕПЬ СО СМЕШАННЫМ СОЕДИНЕНИЕМ ЭЛЕМЕНТОВ

Распределение напряжений и токов в ряде электротехнических устройств соответствует смешанному соединению элементов в электрической цепи, например в асинхронном двигателе (см. гл. 14).

Последовательность расчета общего сопротивления смешанного соединения в цепях синусоидального тока такая же, как и в цепях постоянного тока (см. § 1.11): сначала рассчитывается эквивалентное сопротивление ветвей, соединенных параллельно, а затем после замены параллельных ветвей элементом с эквивалентным сопротивлением — сопротивление полученного последовательного соединения.

Однако, конечно, для цепей синусоидального тока все расчеты нужно выполнять с комплексными сопротивлениями элементов. Токи и напряжения на участках цепи определяются также с применением комплексного метода расчета.

В качестве примера рассмотрим цепь рис. 2.40, *а* — пассивный двухполюсник. Определим сначала эквивалентное комплексное сопротивление двух параллельных ветвей, включенных между узлами *a* и *b*:

$$\underline{Z}_{эк}=r_{эк}+jx_{эк}=z_{эк}e^{j\varphi_{эк}}=\frac{\underline{Z}_1\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1+\underline{Z}_2},$$

где

$$\underline{Z}_1=r_1-jx_{C1}=z_1e^{j\varphi_1};$$

$$\underline{Z}_2=r_2+jx_{L2}=z_2e^{j\varphi_2}$$

— комплексные сопротивления параллельных ветвей.

Общее сопротивление пассивного двухполюсника

$$\underline{Z}=\underline{Z}_3+\underline{Z}_{эк},$$

где

$$\underline{Z}_3 = r_3 + jx_{L3} = z_3 e^{j\varphi_3}.$$

Комплексные значения тока $\dot{I}$ и напряжений на участках

$$\dot{I}_3 = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}} = \frac{\dot{U}}{r_3 + r_{\text{эк}} + j\,(x_{L3} + x_{\text{эк}})} = I_3 e^{j\psi_{i3}};$$

$$\dot{U}_3 = \underline{Z}_3 \dot{I}_3 = z_3 e^{j\varphi_3} I_3 e^{j\psi_{i3}} = U_3 e^{j\psi_{u3}};$$

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 = \dot{U}_{ab} = \underline{Z}_{\text{эк}} \dot{I}_3 = z_{\text{эк}} e^{j\varphi_{\text{эк}}} I_3 e^{j\psi_{i3}} = U_{ab} e^{j\psi_{u,ab}}.$$

Применив закон Ома, найдем комплексные значения токов в каждой параллельной ветви:

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_{ab}}{\underline{Z}_1} = \frac{U_{ab} e^{j\psi_{u,ab}}}{z_1 e^{j\varphi_1}} = I_1 e^{j\psi_{i1}};$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_{ab}}{\underline{Z}_2} = \frac{U_{ab} e^{j\psi_{u,ab}}}{z_2 e^{j\varphi_2}} = I_2 e^{j\psi_{i2}}.$$

На рис. 2.40, *б* приведена векторная диаграмма токов и напряжений анализируемой цепи.

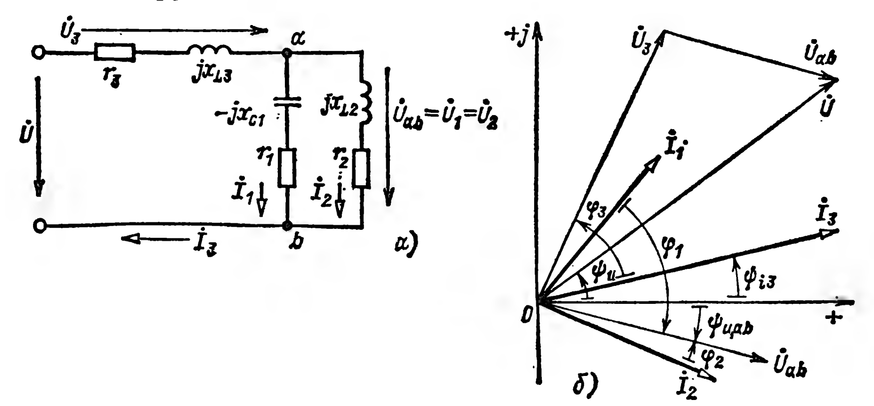


Рис. 2.40.

Комплексная мощность цепи равна сумме комплексных мощностей всех ветвей:

$$\underline{S} = \dot{U}\overset{*}{I}_3 = \underline{S}_1 + \underline{S}_2 + \underline{S}_3 = \dot{U}_1\overset{*}{I}_1 + \dot{U}_2\overset{*}{I}_2 + \dot{U}_3\overset{*}{I}_3 = P_1 + P_2 + P_3 +$$
$$+ j\,(-Q_{C1} + Q_{L2} + Q_{L3}) = r_1 I_1^2 + r_2 I_2^2 + r_3 I_3^2 + j\,(-x_{C1} I_1^2 + x_{L2} I_2^2 + x_{L3} I_3^2).$$

2.19. БАЛАНС МОЩНОСТИ В ЦЕПИ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

В любой момент времени алгебраическая сумма мгновенных мощностей всех источников энергии равна алгебраической сумме мгновенных мощностей всех приемников энергии. То же самое можно сказать и относительно средних значений мощностей за период.

Рассмотрим сначала приемники энергии, схемы замещения которых содержат только резистивные, индуктивные и емкостные элементы. Энергетические процессы в резистивных, индуктивных и емкостных элементах различны по физической природе. В резистивных элементах происходит необратимое преобразование электрической энергии в другие виды энергии. Средняя скорость необратимого процесса преобразования энергии в резистивном элементе определяется активной мощностью P_r (2.50). В индуктивных и емкостных элементах происходит периодическое аккумулирование энергии в магнитных и электрических полях, а затем энергия возвращается во внешнюю относительно этих элементов цепь. В таких элементах нет необратимого преобразования электрической энергии в другие виды, т. е. активная мощность P равна нулю. Энергетические процессы в индуктивном и емкостном элементах определяются реактивной индуктивной мощностью Q_L (2.52) и реактивной емкостной мощностью Q_C (2.53).

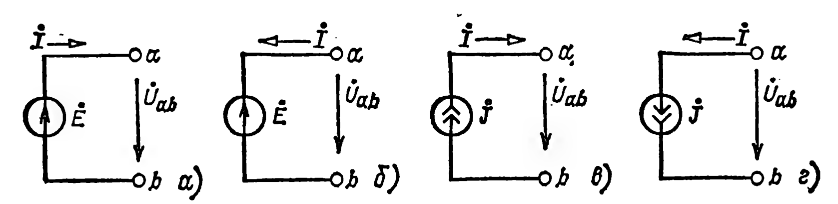


Рис. 2.41.

Баланс мощности в электрической цепи синусоидального тока, содержащей произвольное число источников энергии, т. е. источников тока и источников напряжения, и потребителей энергии, т. е. резистивных, индуктивных и емкостных элементов, означает, что, во-первых, алгебраическая сумма активных мощностей всех источников энергии равна арифметической сумме мощностей всех резистивных элементов:

$$\sum U_{\text{ист}} I_{\text{ист}} \cos(\psi_u - \psi_i) = \sum r I_r^2 \qquad (2.73)$$

или

$$\sum P_{\text{ист}} = \sum P_r;$$

во-вторых, алгебраическая сумма реактивных мощностей всех источников энергии равна разности между арифметической суммой реактивных мощностей всех индуктивных элементов и арифметической суммой реактивных мощностей всех емкостных элементов:

$$\sum U_{\text{ист}} I_{\text{ист}} \sin(\psi_u - \psi_i) = \sum x_L I_L^2 - \sum x_C I_C^2, \qquad (2.74)$$

или

$$\sum Q_{\text{ист}} = \sum Q_L - \sum Q_C.$$

Слагаемое алгебраической суммы активных или реактивных мощностей источника ЭДС (рис. 2.41, *а*) записывается со знаком плюс, если положительное направление тока $\dot{I}$ совпадает с направлением действия ЭДС $\dot{E} = \dot{U}_{ab}$, т. е. ток направлен во внешней цепи от вы-

вода a, потенциал которого выше, чем у вывода b (положительное направление напряжения $\dot{U}_{ab} = \varphi_a - \varphi_b$ от вывода a к выводу b). В противном случае (рис. 2.41, *б*) слагаемое записывается со знаком минус (потребитель энергии — например, генератор синусоидальной ЭДС, работающий в режиме двигателя). Аналогично для источника тока $\dot{J} = \dot{I}$ (рис. 2.41, *в*) слагаемое записывается со знаком плюс и в противном случае (рис. 2.41, *г*) — со знаком минус.

Баланс мощности в электрических цепях синусоидального тока можно выразить в комплексной форме: алгебраическая сумма комплексных мощностей всех источников энергии равна алгебраической сумме комплексных мощностей всех потребителей энергии:

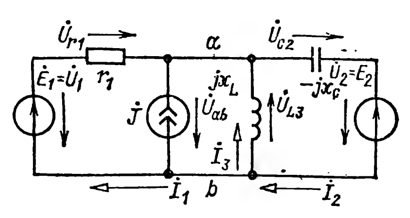


Рис. 2.42.

$$\sum \underline{S}_{\text{ист}} = \sum \dot{U}_{\text{ист}} I^*_{\text{ист}} = \sum \underline{S}_{\text{пот}} = \\ = \sum \dot{U}_{\text{пот}} \dot{I}^*_{\text{пот}}. \qquad (2.75)$$

Знаки слагаемых алгебраической суммы комплексных мощностей источников энергии выбираются по тому же правилу, что и для активных и реактивных мощностей.

Для потребителей — резистивных, индуктивных и емкостных элементов положительные направления напряжений и токов, как указывалось, всегда выбирают одинаковыми, т. е. в (2.73) — (2.75) все слагаемые сумм в правых частях равенств записываются со знаком плюс.

В общем случае в качестве потребителей энергии можно рассматривать не отдельные элементы, а ветви электрических цепей или двухполюсники.

В качестве примера составим баланс мощности для электрической цепи по рис. 2.42:

$$\sum \underline{S}_{\text{ист}} = \dot{U}_1 \dot{I}_1^* - \dot{U}_2 \dot{I}_2^* + \dot{U}_{ab} \dot{J}^* = \dot{E}_1 \dot{I}_1^* - \dot{E}_2 \dot{I}_2^* - \dot{U}_{L3} \dot{J}^* = \sum P_{\text{ист}} + j \sum Q_{\text{ист}};$$

$$\sum \underline{S}_{\text{пот}} = \dot{U}_{r1} \dot{I}_1^* + \dot{U}_{C2} \dot{I}_2^* + \dot{U}_{L3} \dot{I}_3^* = r_1 I_1^2 - jx_C I_2^2 + jx_L I_3^2 =$$

$$= P_r + j(Q_L - Q_C); \quad \sum P_{\text{ист}} = P;$$

$$\sum Q_{\text{ист}} = Q_L - Q_C.$$

2.20. ПОВЫШЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА МОЩНОСТИ

У многих электротехнических устройств синусоидального тока (фазовращателей, двигателей и др.) в определенной области пространства есть сильные магнитные поля. У такого электротехнического устройства велика реактивная (индуктивная) составляющая тока (рис. 2.38, *а*), т. е. большой положительный угол сдвига фаз φ между напряжением и током, что ухудшает его коэффициент мощности $\cos \varphi$, а значит и коэффициент мощности промышленного предприятия в целом. Низкое значение $\cos \varphi$ приводит к неполному использованию генераторов, линий передачи и другого электротехнического оборудования, которое бесполезно загружается реактивным (индуктивным) током. Эта составляющая тока обусловливает также увеличение потерь

электрической энергии во всех токопроводящих частях (обмотках двигателей, трансформаторов, генераторов, проводах линий передачи и др.).

Чтобы увеличить значение cos φ и разгрузить электротехническое оборудование от реактивного (индуктивного) тока, необходимо включить параллельно электротехническому устройству (приемнику) со значительной реактивной (индуктивной) составляющей тока батарею конденсаторов. Реактивный (емкостный) ток батареи конденсаторов I_C компенсирует реактивный (индуктивный) ток приемника.

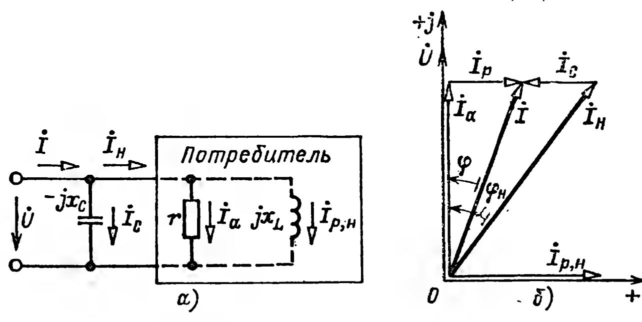


Рис. 2.43.

Представим приемник в виде эквивалентной схемы замещения пассивного двухполюсника (рис. 2.43, *а*). Компенсация реактивного (индуктивного) тока приемника (тока нагрузки) $I_{р,н}$ при помощи батареи конденсаторов показана на векторной диаграмме (рис. 2.43, *б*), из которой видно, что коэффициент мощности после включения батареи конденсаторов увеличивается: $\cos\varphi > \cos\varphi_н$. В большинстве случаев допустима неполная компенсация сдвига фаз. Наличие небольшого реактивного (индуктивного) тока $I_р$ при $\cos\varphi \geqslant 0{,}95$ не создает дополнительных потерь, потому что ток $I = \sqrt{I_а^2 + I_р^2} \approx I_а$. Полная компенсация требует дополнительной установки конденсаторов, что часто экономически не оправдано.

Обычно задано то значение cos φ, которое должна иметь установка после компенсации. Если ток нагрузки $I_н$ и коэффициент мощности приемника $\cos\varphi_н$ известны и задано требуемое значение cos φ, т. е. угла сдвига фаз φ, то необходимое значение емкости конденсатора можно определить при помощи векторной диаграммы токов (рис. 2.43, *б*), из которой следует, что

$$I_а \operatorname{tg}\varphi_н - I_а \operatorname{tg}\varphi = I_C = \omega C U,$$

откуда

$$C = \frac{P}{\omega U^2}(\operatorname{tg}\varphi_н - \operatorname{tg}\varphi),$$

где $P = I_а U$ — активная мощность приемника.

Улучшение cos φ посредством включения конденсаторов называется искусственным улучшением коэффициента мощности в отличие от естественного улучшения, получаемого при полном использовании

мощности двигателей и установке таких двигателей (синхронных), у которых реактивный ток очень мал. Для искусственного улучшения cos φ предприятию необходимо получить разрешение от работников энергосистемы или электрической станции.

2.21. РЕЗОНАНС В ЦЕПЯХ СИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Предположим, что емкостный элемент заряжен от источника постоянной ЭДС (рис. 2.44) до напряжения $u_C = E > 0$, т. е. в электрическом поле накоплена энергия $W_э = Cu_C^2/2$. Если емкостный элемент отключить от источника и подключить его к индуктивному элементу, то в образовавшемся контуре появится ток разрядки i. Ток будет нарастать постепенно, так как его увеличению противодействует ЭДС самоиндукции (2.2) $e_L = -L\, di/dt$. По мере увеличения тока в магнитном поле индуктивного элемента L накапливается энергия (2.5) $W_м = Li^2/2$. Ток в контуре не прекратится и тогда, когда емкостный элемент полностью разрядится ($u_C = 0$), а вся энергия электрического поля емкостного элемента преобразуется в энергию магнитного поля индуктивного элемента. Ток в контуре того же направления поддерживает ЭДС самоиндукции, пока энергия магнитного поля индуктивного элемента не уменьшится до нулевого значения, и этот ток заряжает емкостный элемент в обратном направлении ($u_C < 0$). Если в контуре нет потерь энергии, то перезарядка емкостного элемента будет продолжаться до тех пор, пока напряжение численно не станет равным первоначальному значению. При этом вся энергия магнитного поля индуктивного элемента преобразуется в энергию электрического поля емкостного элемента. Далее начнется опять разрядка емкостного элемента, но током обратного направления.

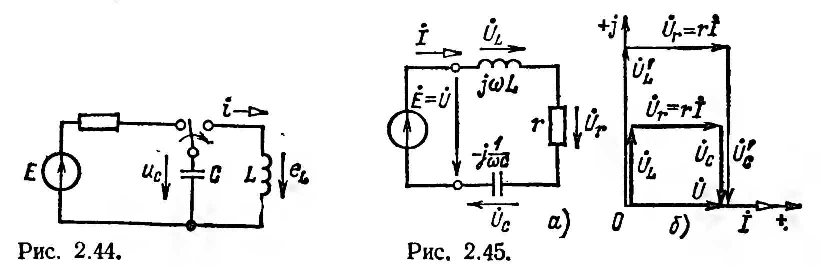


Рис. 2.44. Рис. 2.45.

В *идеальном колебательном контуре*, т. е. контуре без потерь энергии, процесс разрядки и зарядки емкостного элемента периодически повторяется, т. е. наблюдаются незатухающие колебания.

В реальном колебательном контуре с катушкой индуктивности и конденсатором всегда есть потери энергии, например в сопротивлении соединительных проводов. Поэтому в схеме замещения колебательного контура кроме индуктивного и емкостного элементов должен быть и резистивный элемент.

При подключении колебательного контура к источнику энергии (источнику синусоидальной ЭДС или синусоидального тока) могут возникнуть резонансные явления. Возможны два основных типа резонанса: при последовательном соединении колебательного контура с источником энергии — резонанс напряжений, а при параллельном соединении — резонанс токов.

А. Резонанс напряжений. Резонанс напряжений возможен в неразветвленной цепи с индуктивным L, емкостным C и резистивным r элементами, т. е. в последовательном колебательном контуре (рис. 2.45, *а*).

По закону Ома комплексное значение тока в контуре

$$\dot{I} = Ie^{j\psi_i} = \frac{\dot{U}}{\underline{Z}} = \frac{Ue^{j\psi_u}}{ze^{j\varphi}}, \qquad (2.76а)$$

где $\underline{Z} = r + j\omega L - j1/\omega C$ — комплексное сопротивление контура;

$z = \sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}$ — полное сопротивление контура;

$$\varphi = \psi_u - \psi_i = \operatorname{arctg} \frac{\omega L - 1/\omega C}{r}$$

— угол сдвига фаз между напряжением и током, т. е. аргумент комплексного сопротивления;

$$I = U/z = \frac{U}{\sqrt{r^2 + (\omega L - 1/\omega C)^2}} \qquad (2.76б)$$

— действующее значение тока.

Если угловая частота ω напряжения и тока равна $1/\sqrt{LC}$, то индуктивное и емкостное сопротивления элементов одинаковы: $\omega L = 1/\omega C$. При этом аргумент φ комплексного сопротивления контура равен нулю, т. е. $\psi_i = \psi_u$, полное сопротивление цепи минимальное: $z = r$ и действующее значение тока при заданном напряжении наибольшее: $I = U/r$.

Режим неразветвленной цепи, содержащей индуктивный, емкостный и резистивный элементы последовательного контура, при котором $\psi_i = \psi_u$, т. е. ток и напряжение совпадают по фазе, называется *резонансом напряжений*.

При резонансе напряжений действующие значения, а значит и амплитуды, напряжений на индуктивном и емкостном элементах одинаковы, а фазы противоположны (на рис. 2.45, *б* начальная фаза для тока выбрана равной нулю). Поэтому напряжение источника $\dot{U}$ равно напряжению на резистивном элементе.

Угловая частота, при которой наблюдается резонанс напряжений, называется *резонансной*:

$$\omega_{рез} = 1/\sqrt{LC}.$$

Если сопротивление r резистивного элемента мало, то при резонансе напряжений ток в цепи резко возрастает по сравнению со значениями тока при частоте, отличной от $\omega_{рез}$. Одновременно, что особенно существенно, напряжения на емкостном и индуктивном элементах могут (и во много раз) превысить напряжение питания U. Такое превышение $U_C = U_L = (1/\omega_{рез} C)\, I = U/\omega_{рез} C r > U$ получается, если

$$\omega_{рез} L = 1/\omega_{рез} C > r.$$

Подставив значение $\omega_{рез}$ в последнее неравенство, получим условие превышения в виде

$$\sqrt{L/C} > r.$$

Величина $\rho = \sqrt{L/C} = \omega_{рез} L = 1/\omega_{рез} C$ имеет размерность сопротивления и называется *характеристическим сопротивлением* колебательного контура. Отношение характеристического сопротивления к сопротивлению резистивного элемента определяет резонансные свойства колебательного контура и называется *добротностью контура*:

$$Q = \rho/r.$$

Добротность контура равна отношению (при резонансе) реактивной мощности индуктивного Q_L или емкостного Q_C элемента к активной мощности резистивного элемента. Действительно,

$$Q = \frac{\omega_{рез} L}{r} = \frac{\omega_{рез} L I^2}{r I^2} = \frac{Q_{L рез}}{P_{рез}}$$

и

$$Q = \frac{1/\omega_{рез} C}{r} = \frac{(1/\omega_{рез} C)\, I^2}{r I^2} = \frac{Q_{C рез}}{P_{рез}}.$$

Если при резонансе увеличить в одинаковое число раз n индуктивное и емкостное сопротивления, т. е. выбрать

$$x'_L = n x_{L рез} \quad \text{и} \quad x'_C = n x_{C рез},$$

то ток в цепи не изменится, а напряжения на индуктивном и емкостном элементах увеличатся в n раз (рис. 2.45, *б*): $U'_L = nU_L$ и $U'_C = nU_C$. Следовательно, в принципе можно безгранично увеличивать напряжения на индуктивном и емкостном элементах при том же токе: $I_{рез} = U/r$.

Физическая причина возникновения повышенных напряжений — это колебания значительной энергии, запасаемой попеременно в электрическом поле емкостного и в магнитном поле индуктивного элементов. Формально аналогичные колебания энергии могут быть и в механической системе, обладающей массой и упругостью. Простейшим примером служит ядро, подвешенное на пружинах (рис. 2.46). В механической колебательной системе энергия периодически переходит из кинетической (энергия движущегося тела) в потенциальную (энергия сил упругости) и обратно. Если в системе не слишком велики силы трения, то для поддержания ее назатухающих периодических колебаний достаточно добавлять периодически в такт с ее колебаниями небольшие количества энергии для покрытия потерь энергии в системе из-за трения. При этом сила толчков извне может быть во много раз меньше сил инерции и упругости, действующих внутри системы. Следовательно, энергия, поступающая извне для покрытия потерь, тоже может быть мала по сравнению с энергией колебаний.

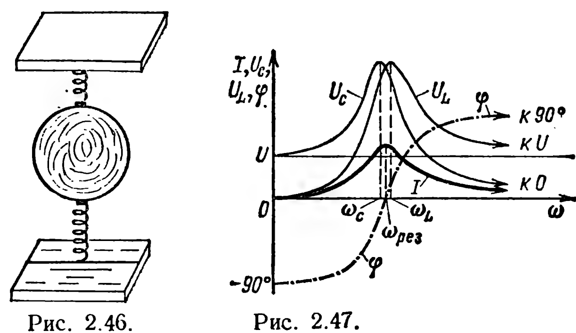


Рис. 2.46. Рис. 2.47.

В электрической цепи при резонансе напряжений малые количества энергии, поступающей от источника и компенсирующей энергию потерь в активном сопротивлении, достаточны для поддержания незатухающих колебаний в системе относительно больших количеств энергии магнитного и электрического полей. Можно показать, что при резонансе в любой момент времени суммарная энергия электрического и магнитного полей остается постоянной, т. е.

$$W_э + W_м = \frac{Cu_C^2}{2} + \frac{Li^2}{2} = \text{const}. \qquad (2.77)$$

Между напряжением на емкостном элементе u_C и током i сдвиг фаз равен четверти периода, поэтому, если $u_C = U_{Cm} \sin \omega t$, то $i = I_m \cos \omega t$. Подставив эти выражения в уравнение (2.77), получим:

$$W_э + W_м = \frac{CU_{Cm}^2}{2} \sin^2 \omega t + \frac{LI_m^2}{2} \cos^2 \omega t.$$

Амплитуда тока $I_m = \omega C U_{Cm}$, а при резонансе $\omega = \omega_{рез} = 1/\sqrt{LC}$, т. е. $LI_m^2 = CU_{Cm}^2$.

Следовательно,

$$W_э + W_м = \frac{CU_{Cm}^2}{2} (\sin^2 \omega_{рез} t + \cos^2 \omega_{рез} t) = \frac{CU_{Cm}^2}{2} = \frac{LI_m^2}{2} = \text{const}.$$

В аппаратуре связи, автоматики и т. д. большое практическое значение имеют зависимости токов и напряжений цепей, в которых возможен резонанс, от частоты. Эти зависимости называются *резонансными кривыми*.

Выражение (2.76 б) показывает, что ток в цепи зависит от угловой частоты $I(\omega)$, так как от частоты зависит полное сопротивление z контура, и достигает наибольшего значения при резонансе, т. е. при $\omega = \omega_{рез}$ и $\omega_{рез} L = 1/\omega_{рез} C$ (рис. 2.47).

У идеального последовательного контура $r = 0$, т. е. при резонансе полное сопротивление контура равно нулю (короткое замыкание для источника питания).

Наибольшие значения напряжений на индуктивном и емкостном элементах получаются при угловых частотах, несколько отличающихся от резонансной. В частности, напряжение на емкостном элементе

$$U_C = \frac{1}{\omega C} I = \frac{1}{\omega C}\frac{U}{z} = \frac{U}{\omega C\sqrt{r^2+(\omega L - 1/\omega C)^2}} = \frac{U}{\sqrt{\omega^2 r^2 C^2 + (\omega^2 LC - 1)^2}}.$$

Наибольшему значению $U_C(\omega)$ соответствует угловая частота ω_C, при которой значение подкоренного выражения в последней формуле минимально. Следовательно, для определения частоты ω_C нужно приравнять нулю первую производную от подкоренного выражения по ω:

$$2\omega r^2 C^2 + 4\omega^3 L^2 C^2 - 4\omega LC = 0,$$

откуда

$$\omega_C = \sqrt{1/LC - r^2/2L^2} = \omega_{рез}\sqrt{1 - 1/2Q^2} < \omega_{рез},$$

т. е. напряжение на емкостном элементе имеет наибольшее значение при угловой частоте ω_C, меньшей угловой частоты резонанса $\omega_{рез}$ (рис. 2.47).

Аналогично можно найти, что наибольшее значение напряжения на индуктивном элементе $U_L(\omega) = \omega LI$ получается при угловой частоте

$$\omega_L = \omega_{рез}\sqrt{\frac{1}{1 - r^2 C/2L}} = \omega_{рез}\sqrt{\frac{1}{1 - 1/2Q^2}} > \omega_{рез}.$$

Чем больше добротность колебательного контура Q, тем меньше отличаются частоты ω_C и ω_L от резонансной частоты и тем острее все три резонансные кривые $I(\omega)$, $U_C(\omega)$ и $U_L(\omega)$.

В электроэнергетических устройствах в большинстве случаев резонанс напряжений — явление нежелательное, связанное с возможностью перенапряжений, при которых напряжения могут в несколько раз превышать рабочее напряжение установки. Но, например, в радиотехнике, телефонии, автоматике резонанс напряжений часто применяется для настройки цепей на заданную частоту.

Б. Резонанс токов. В цепи, схема которой содержит параллельно соединенные индуктивный, емкостный и резистивный элементы, т. е. параллельный контур (рис. 2.48, *а*), может возникнуть резонанс токов.

При заданном напряжении питания $\dot{U} = U \angle \psi_u$ общий ток

$$\dot{I} = \underline{Y}\dot{U} = ye^{-j\varphi}Ue^{j\psi_u},$$

где $\underline{Y} = g - jb = g - j(b_L - b_C)$ — комплексная проводимость параллельного контура; $y = \sqrt{g^2 + (b_L - b_C)^2}$ — полная проводимость контура; $\varphi = \psi_u - \psi_i = \operatorname{arctg}\frac{\frac{1}{\omega L} - \omega C}{g}$ — угол сдвига фаз между напряжением и общим током; $-\varphi$ — аргумент комплексной проводимости;

$$I = yU = \sqrt{g^2 + (b_L - b_C)^2}\,U$$

— действующее значение тока.

При угловой частоте $\omega_{рез} = 1/\sqrt{LC}$ индуктивная $b_L = 1/\omega L$ и емкостная $b_C = \omega C$ проводимости параллельных ветвей одинаковые, аргумент комплексной проводимости цепи $-\varphi$ равен нулю, т. е. $\psi_i = \psi_u$, полная проводимость контура минимальна: $y = g$ и общий ток минимальный: $I_{рез} = gU$.

Режим параллельного контура, при котором сдвиг фаз между напряжением и общим током равен нулю, называется *резонансом токов*.

При резонансе действующие значения токов в индуктивном и емкостном элементах одинаковые: $I_L = (1/\omega_{рез}L)\,U = I_C = \omega_{рез}CU$, а сдвиг фаз между токами равен π, так как ток в индуктивном элементе отстает от напряжения по фазе на угол $\pi/2$, а ток в емкостном элементе опережает напряжение на такой же угол $\pi/2$ (рис. 2.48, *б*).

Если при резонансе токов в одинаковое число раз n увеличить индуктивную и емкостную проводимости, т. е. заменить $b_L = 1/\omega_{рез}L$ и $b_C = \omega_{рез}C$ на $b'_L = nb_L$ и $b'_C = nb_C$, то токи I_L и I_C увеличатся тоже в n раз, общий ток останется тем же: $I_{рез} = gU$. Таким образом, в принципе можно неограниченно увеличивать токи в индуктивном и емкостном элементах при неизменном токе источника.

На рис. 2.49 показаны резонансные кривые параллельного контура. В емкостном элементе ток $I_C = \omega CU$ возрастает пропорционально угловой частоте, в индуктивном элементе ток $I_L = U/\omega L$ обратно пропорционален угловой частоте, в резистивном элементе ток $I_r = U/r$ от угловой частоты не зависит. Точка пересечения кривых $I_C(\omega)$ и $I_L(\omega)$ соответствует резонансу токов, при котором $I = I_r$.

Если проводимость g резистивного элемента равна нулю, то и полная проводимость y цепи при резонансе равна нулю и общий ток идеального параллельного контура (ток источника) равен нулю, что эквивалентно размыканию цепи.

Рис. 2.48.

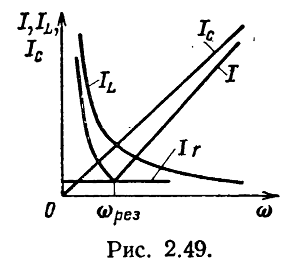


Рис. 2.49.

Последовательно с индуктивным элементом L может быть включен резистивный элемент r_L, а последовательно с емкостным элементом C — резистивный элемент r_C, учитывающие, например, потери энергии в проводах. Условием резонанса токов в такой цепи будет равенство индуктивной и емкостной проводимостей этих ветвей $b_L = b_C$, т. е. по (2.71б)

$$\frac{\omega L}{r_L^2 + (\omega L)^2} = \frac{1/\omega C}{r_C^2 + (1/\omega C)^2}.$$

И в этом случае при резонансе общий ток совпадает по фазе с напряжением.

Отметим, что резонанс токов в отличие от резонанса напряжений — явление безопасное для электроэнергетических установок. Большие токи в ветвях при резонансе токов возникают лишь в случае больших реактивных проводимостях ветвей, т. е. больших емкостей конденсаторов и малых индуктивностей катушек. Ничего неожиданного здесь нет, так как токи в обеих ветвях взаимно независимы и их значения определяются (на основании закона Ома) приложенным напряжением.

2.22. ИНДУКТИВНО СВЯЗАННЫЕ ЭЛЕМЕНТЫ ЦЕПИ

В § 2.3 для катушки индуктивности (рис. 2.1) были определены магнитный поток Φ, потокосцепление Ψ и индуктивность L.

В случае двух катушек индуктивности с числами витков w_1 и w_2 и токами i_1 и i_2 (рис. 2.50, *а*) часть магнитных линий поля каждой

из катушек может быть сцеплена с витками другой катушки. Поэтому кроме собственных потокосцеплений каждой из катушек Ψ_{11} и Ψ_{22} нужно при расчетах таких электрических цепей учитывать добавочные потокосцепления витков первой $\Psi_{12} = \sum_{k=1}^{w_1} \Phi_{k12}$ и второй $\Psi_{21} = \sum_{k=1}^{w_2} \Phi_{k21}$ катушек, где Φ_{k12} — поток через k-й виток первой катушки от тока во второй катушке, а Φ_{k21} — поток через k-й виток второй катушки от тока в первой катушке.

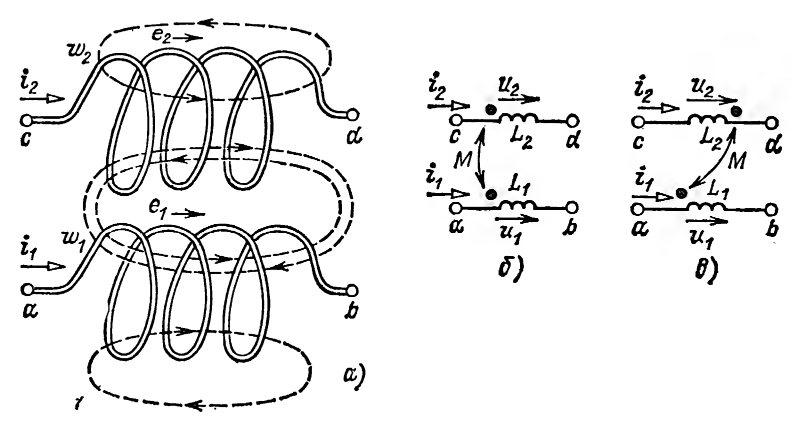


Рис. 2.50.

Отношение добавочного потокосцепления первой катушки Ψ_{12} к току i_2 второй катушки называется *взаимной индуктивностью* первой и второй катушек:

$$M_{12} = \Psi_{12}/i_2.$$

Аналогично определяется взаимная индуктивность второй и первой катушек:

$$M_{21} = \Psi_{21}/i_1.$$

Опыт показывает, что $M_{21} = M_{12} = M$. Строгое доказательство этого условия возможно с применением теории электромагнитного поля.

Взаимная индуктивность в линейных электрических цепях не зависит от направлений и значений токов, а определяется только конструкцией катушек и их взаимным расположением.

Полное потокосцепление Ψ каждой из двух рассматриваемых индуктивно связанных катушек содержит две составляющие, которые могут складываться или вычитаться в зависимости от направления токов в катушках и их взаимного расположения. В первом случае включение индуктивно связанных катушек называется *согласным*, во втором случае — *встречным*. Так как эскизное изображение индуктивно связанных катушек сложно, то для описания характера индуктивной связи пользуются условными обозначениями.

На схемах замещения электрических цепей обозначают точками (рис. 2.50, *б* и *в*) одноименные выводы («начала») каждой из катушек. Если токи направлены одинаково относительно одноименных выводов (рис. 2.50, *б*), то катушки включены согласно. Собственное и добавочное потокосцепления в каждой катушке должны суммироваться, т. е. полное потокосцепление первой катушки

$$\Psi_1 = \Psi_{11} + \Psi_{12}$$

и полное потокосцепление второй катушки

$$\Psi_2 = \Psi_{22} + \Psi_{21}.$$

Если токи направлены по-разному относительно одноименных выводов (рис. 2.50, *в*), то катушки включены встречно, т. е.

$$\Psi_1 = \Psi_{11} - \Psi_{12}; \quad \Psi_2 = \Psi_{22} - \Psi_{21}.$$

В цепях синусоидального тока под направлениями токов следует понимать их выбранные положительные направления.

Согласно закону электромагнитной индукции (2.2) в каждой катушке будет индуктироваться ЭДС. В первой катушке ЭДС индукции

$$e_1 = -\frac{d\Psi_1}{dt} = -\frac{d(\Psi_{11} \pm \Psi_{12})}{dt} = e_{1L} \pm e_{1M} \quad (2.78а)$$

и во второй катушке

$$e_2 = -\frac{d\Psi_2}{dt} = -\frac{d(\Psi_{22} \pm \Psi_{21})}{dt} = e_{2L} \pm e_{2M}, \quad (2.78б)$$

где

$$e_{1L} = -d\Psi_{11}/dt = -L_1 di_1/dt;$$
$$e_{2L} = -d\Psi_{22}/dt = -L_2 di_2/dt$$

— ЭДС самоиндукции первой и второй катушек;

$$e_{1M} = -d\Psi_{12}/dt = -M\, di_2/dt;$$
$$e_{2M} = -d\Psi_{21}/dt = -M\, di_1/dt$$

— *ЭДС взаимной индукции* в первой и во второй катушках.

В § 2.3 было отмечено, что напряжение на катушке индуктивности $u_L = u_{ab} = -e_L$ (2.3). Для индуктивно связанных катушек аналогично

$$u_1 = u_{ab} = -e_1 = -e_{1L} \mp e_{1M} =$$
$$= L_1\, di_1/dt \pm M\, di_2/dt = u_{1L} \pm u_{1M}; \quad (2.79а)$$

$$u_2 = u_{cd} = -e_2 = -e_{2L} \mp e_{2M} =$$
$$= L_2\, di_2/dt \pm M\, di_1/dt = u_{2L} \pm u_{2M}. \quad (2.79б)$$

При последовательном включении катушек индуктивности в общей точке могут быть соединены или одноименные выводы или разноименные. В первом случае катушки включены согласно, а во втором — встречно.

Если за интервал времени t_1 токи в двух индуктивно связанных катушках изменяются от нуля до значений i_1 и i_2, то в их общем магнитном поле будет запасена энергия

$$W_м = \int_0^{t_1} u_1 i_1\, dt + \int_0^{t_1} u_2 i_2\, dt = L_1 \int_0^{i_1} i_1\, di_1 + L_2 \int_0^{i_2} i_2\, di_2 \pm$$
$$\pm M \int_0^{i_2} i_1\, di_2 \pm M \int_0^{i_1} i_2\, di_1 = \frac{L_1 i_1^2}{2} + \frac{L_2 i_2^2}{2} \pm M i_1 i_2, \qquad (2.80)$$

где использован метод интегрирования по частям:

$$\int_0^{i_2} i_1\, di_2 = i_1 i_2 - \int_0^{i_1} i_2\, di_1.$$

Таким образом, по сравнению с энергией магнитного поля двух индуктивно не связанных катушек энергия общего магнитного поля двух индуктивно связанных катушек увеличивается или уменьшается на

$$W_{м,\, вз} = M i_1 i_2.$$

При синусоидальных токах в индуктивно связанных катушках для расчета электрических цепей, как и при расчете цепей без индуктивных связей, можно применить комплексный метод. По аналогии с комплексной формой закона Ома для индуктивного элемента (2.32) запишем в комплексной форме уравнения (2.79):

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_{1L} \pm \dot{U}_{1M} = j\omega L_1 \dot{I}_1 \pm$$
$$\pm j\omega M \dot{I}_2 = jx_{1L} \dot{I}_1 \pm jx_M \dot{I}_2; \qquad (2.81а)$$
$$\dot{U}_2 = \dot{U}_{2L} \pm \dot{U}_{2M} = j\omega L_2 \dot{I}_2 \pm$$
$$\pm j\omega M \dot{I}_1 = jx_{2L} \dot{I}_2 \pm jx_M \dot{I}_1, \qquad (2.81б)$$

где $x_M = \omega M$ — *сопротивление взаимной индуктивности*, $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ — комплексные значения токов.

Соответственно комплексные значения ЭДС самоиндукции и взаимной индукции

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_{1L} &= -\dot{U}_{1L} = -j\omega L_1 \dot{I}_1 = -jx_{1L} \dot{I}_1; \\ \dot{E}_{1M} &= -\dot{U}_{1M} = -j\omega M \dot{I}_2 = -jx_M \dot{I}_2; \end{aligned}\right\} \qquad (2.82а)$$

$$\left.\begin{aligned} \dot{E}_{2L} &= -\dot{U}_{2L} = -j\omega L_2 \dot{I}_2 = -jx_{2L} \dot{I}_2; \\ \dot{E}_{2M} &= -\dot{U}_{2M} = -j\omega M \dot{I}_1 = -jx_M \dot{I}_1. \end{aligned}\right\} \qquad (2.82б)$$

Комплексные мощности каждой из индуктивно связанных катушек

$$\underline{S}_1 = \dot{U}_1 \overset{*}{I}_1 = \dot{U}_{1L} \overset{*}{I}_1 \pm \dot{U}_{1M} \overset{*}{I}_1 =$$
$$= jx_{1L} I_1^2 \pm jx_M \overset{*}{I}_1 \dot{I}_2 = jQ_{1L} \pm \underline{S}_{12}; \qquad (2.83а)$$
$$\underline{S}_2 = \dot{U}_2 \overset{*}{I}_2 = \dot{U}_{2L} \overset{*}{I}_2 \pm \dot{U}_{2M} \overset{*}{I}_2 =$$
$$= jx_{2L} I_2^2 \pm jx_M \dot{I}_1 \overset{*}{I}_2 = jQ_{2L} \pm \underline{S}_{21}. \qquad (2.83б)$$

Слагаемые

$$\underline{S}_{12}=jx_M\dot{I}_1^*\dot{I}_2=jx_MI_1I_2\cos(\psi_{i2}-\psi_{i1})-$$
$$-x_MI_1I_2\sin(\psi_{i2}-\psi_{i1})=jQ_{12}-P_{12} \quad (2.84а)$$

и

$$\underline{S}_{21}=jx_M\dot{I}_1\dot{I}_2^*=jx_MI_1I_2\cos(\psi_{i1}-\psi_{i2})-$$
$$-x_MI_1I_2\sin(\psi_{i1}-\psi_{i2})=jQ_{21}-P_{21}, \quad (2.84б)$$

в которых $Q_{12} = Q_{21}$ и $P_{12} = -P_{21}$, определяют реактивную и активную мощности, передаваемые соответственно из второй катушки в первую и из первой во вторую.

В общем случае электрической цепи с n индуктивно связанными катушками напряжение на каждой k-й

$$\dot{U}_k=jx_{kL}\dot{I}_k\pm\sum_{p=1}^{n}jx_{Mkp}\dot{I}_p, \quad (2.85)$$

где $p \neq k$.

2.23. ПОТЕНЦИАЛЬНАЯ ДИАГРАММА ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЦЕПИ

Режим работы сложных цепей синусоидального тока наглядно иллюстрируют потенциальные диаграммы. На *потенциальной диаграмме* электрической цепи показано распределение комплексных потенциалов точек цепи на комплексной плоскости.

Построим потенциальную диаграмму цепи (рис. 2.51, *а*), для которой в результате анализа цепи комплексным методом определены комплексные значения токов в ветвях $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$, $\dot{I}_3$. Эти токи и ЭДС $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$ изображены на векторной диаграмме (рис. 2.51, *б*).

Для построения потенциальной диаграммы цепи синусоидального тока выберем точку начала отсчета потенциалов, как и для цепи постоянного тока (рис. 1.10, точка *е*), например точку *1*, потенциал которой $\dot{\varphi}_1$ и принят равным нулю. Определим комплексные значения потенциалов остальных точек цепи. При указанных на схеме рис. 2.51, *а* положительных направлениях токов и заданных направлениях действия ЭДС

$$\dot{\varphi}_2=\dot{\varphi}_1-\dot{U}_{2L}=\dot{\varphi}_1-jx_{2L}\dot{I}_2;$$
$$\dot{\varphi}_3=\dot{\varphi}_2-\dot{U}_r=\dot{\varphi}_2-r\dot{I}_2;$$
$$\dot{\varphi}_4=\dot{\varphi}_3+\dot{U}_{1L}=\dot{\varphi}_3+jx_{1L}\dot{I}_1=\dot{\varphi}_1+\dot{E}_1;$$
$$\dot{\varphi}_5=\dot{\varphi}_3-\dot{U}_C=\dot{\varphi}_3-(-jx_C\dot{I}_3)=\dot{\varphi}_1+\dot{E}_2.$$

Потенциал точки, выбранной за начало отсчета, поместим в начало координат ($\dot{\varphi}_1 = 0$). Записанные соотношения определяют потенциалы остальных точек цепи, а значит, и положения соответствующих точек на комплексной плоскости. Например, чтобы найти положение точки на комплексной плоскости, соответствующей потенциалу $\dot{\varphi}_2$, нужно вектор комплексного тока $\dot{I}_2$ повернуть по направлению движения часовой стрелки на угол $\pi/2$, что соответствует (2.26) умножению его на $(-j)$, и умножить на x_{2L}. При совмещении начала полученного в ре-

зультате такого преобразования вектора с точкой расположения на комплексной плоскости потенциала $\dot{\varphi}_1$ (начало координат) конец вектора укажет положение на комплексной плоскости потенциала $\dot{\varphi}_2$. Аналогично находятся положения точек, изображающих комплексные потенциалы остальных точек цепи.

При построении потенциальных диаграмм цепей с индуктивно связанными катушками необходимо учесть, что напряжение на индуктивных элементах в общем случае определяется выражением (2.81).

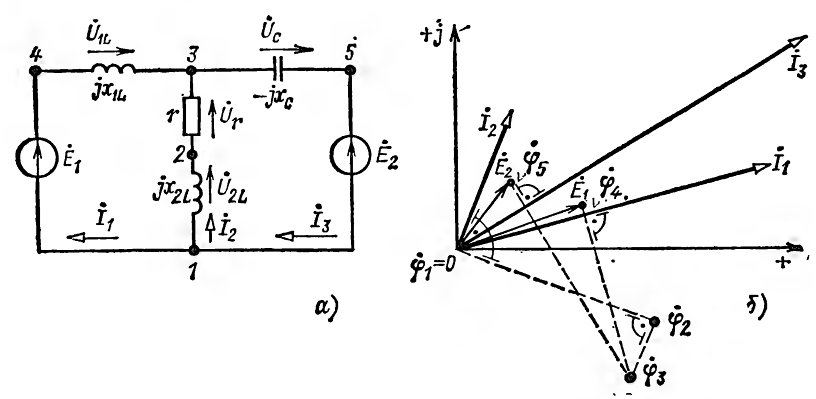


Рис. 2.51.

При помощи потенциальной диаграммы можно определить комплексные напряжения $\dot{U}_{mn} = \dot{\varphi}_m - \dot{\varphi}_n$ между различными точками m и n цепи, рассчитать комплексные мощности участков цепи $\underline{S} = \dot{U}_{mn}\overset{*}{I}_{mn}$ и т. д.

2.24. КРУГОВЫЕ ДИАГРАММЫ. ФАЗОВРАЩАЮЩИЕ ЦЕПИ

При помощи круговых диаграмм можно наглядно представить и анализировать режимы цепей, в которых значения параметров одного или нескольких участков изменяются. Такие цепи применяются, например, в фазовращателях устройств автоматики.

Одна из возможных схем фазовращателя с тремя параллельными ветвями приведена на рис. 2.52, *а*. В среднюю ветвь включены последовательно два одинаковых индуктивных элемента с постоянными комплексными сопротивлениями jx_L. Сопротивления двух других ветвей переменные, так как зависят от сопротивления r_1 и r_2 резистивных элементов.

Примем комплексный потенциал точки *1* равным нулю ($\dot{\varphi}_1 = 0$) и запишем комплексные потенциалы остальных точек цепи:

$$\dot{\varphi}_2 = \dot{\varphi}_1 + \dot{U}/2 = \dot{U}/2; \qquad (2.86а)$$

$$\dot{\varphi}_3 = \dot{\varphi}_1 + \dot{U}_{r2} = (r_2/\underline{Z}_2)\,\dot{U}; \qquad (2.86б)$$

$$\dot{\varphi}_4 = \dot{\varphi}_1 + \dot{U}_{r1} = (r_1/\underline{Z}_1)\,\dot{U}; \qquad (2.86в)$$

$$\dot{\varphi}_5 = \dot{\varphi}_2 + \dot{U}/2 = \dot{U} = \dot{\varphi}_4 + \dot{U}_{L1} = \dot{\varphi}_4 + jx_{L1}\dot{I}_1 = \dot{\varphi}_3 + \dot{U}_{C2} = \dot{\varphi}_3 + (-jx_{C2})\,\dot{I}_2, \qquad (2.86г)$$

где $\underline{Z}_1 = r_1 + jx_{L1}$ и $\underline{Z}_2 = r_2 - jx_{C2}$ — комплексные сопротивления ветвей.

На рис. 2.52, *б* приведена потенциальная диаграмма цепи фазовращателя, при построении которой начальная фаза напряжения питания $\dot{U}$ принята равной $\pi/2$, т. е. $\dot{U} = U \angle 90°$. При построении диаграммы учтено, что напряжение на емкостном

элементе с сопротивлением $-jx_{C2}$ отстает по фазе от тока $\dot{I}_2$ и напряжения на резистивном элементе с сопротивлением r_2 на угол $\pi/2$, так как $\dot{U}_{r2} = r_2\dot{I}_2$ и $\dot{U}_{C2} = -jx_{C2}\dot{I}_2$, и $\dot{U}_{r2} + \dot{U}_{C2} = \dot{U}$, т. е. напряжения $\dot{U}_{r2} = \dot{\varphi}_3$, $\dot{U}_{C2} = \dot{\varphi}_5 - \dot{\varphi}_3$ и $\dot{U} = \dot{\varphi}_5$ — стороны прямоугольного треугольника. Аналогично напряжение на индуктивном элементе с сопротивлением jx_{L1} опережает по фазе ток $\dot{I}_1$ и напряжение на резистивном элементе с сопротивлением r_1 на угол $\pi/2$, так как $\dot{U}_{r1} = r_1\dot{I}_1$ и $\dot{U}_{L1} = jx_{L1}\dot{I}_1$, и $\dot{U}_{r1} + \dot{U}_{L1} = \dot{U}$, т. е. напряжения $\dot{U}_{r1} = \dot{\varphi}_4$, $\dot{U}_{L1} = \dot{\varphi}_5 - \dot{\varphi}_4$ и $\dot{U} = \dot{\varphi}_5$ — стороны прямоугольного треугольника.

При изменении сопротивлений r_1 и r_2 резистивных элементов изменяются токи $\dot{I}_1$, $\dot{I}_2$ и, следовательно, напряжения $\dot{U}_{r2}$, $\dot{U}_{C2}$, $\dot{U}_{r1}$, $\dot{U}_{L1}$, но соответствующие напряжения по-прежнему будут сторонами прямоугольных треугольников. Поэтому точки, определяющие комплексные значения потенциалов $\dot{\varphi}_3$ и $\dot{\varphi}_4$, находятся на окружности с центром в точке $\dot{\varphi}_2 = \dot{U}/2$ и радиусом, равным $U/2$.

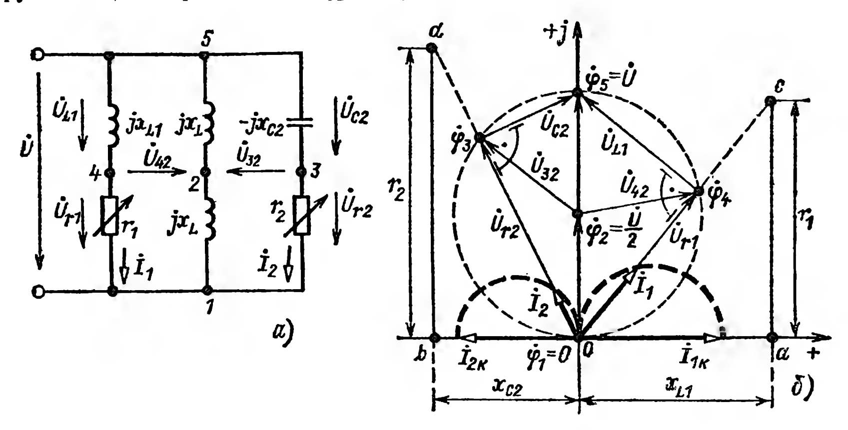


Рис. 2.52.

Для получения на комплексной плоскости точек, определяющих комплексные потенциалы $\dot{\varphi}_3$ и $\dot{\varphi}_4$ на круговой диаграмме, отложим из начала координат вдоль оси действительных величин отрезки Oa и Ob, равные в выбранном масштабе m_r значениям индуктивного x_{L1} и емкостного x_{C2} сопротивлений. Из концов a и b полученных отрезков восставим к оси действительных величин перпендикуляры и отложим вдоль них в том же масштабе значения сопротивлений r_1 и r_2 резистивных элементов; получим прямоугольные треугольники Oac и Obd, подобные треугольникам напряжений, так как катеты треугольника напряжений пропорциональны катетам соответствующего треугольника сопротивлений (коэффициенты пропорциональности — токи I_1 и I_2). Гипотенузы прямоугольных треугольников сопротивлений Oc и Od пересекают круговую диаграмму потенциалов, и точки пересечения определяют потенциалы $\dot{\varphi}_4$ и $\dot{\varphi}_3$.

Таким образом, при известных сопротивлениях x_{L1} и x_{C2} и напряжении питания $\dot{U}$, т. е. центре и радиусе круговой диаграммы, и заданных значениях сопротивлений r_1 и r_2 переменных резистивных элементов по круговой диаграмме можно найти комплексные значения потенциалов $\dot{\varphi}_4$ и $\dot{\varphi}_3$.

Векторы комплексных токов

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}}{r_1 + jx_{L1}}; \quad \dot{I}_2 = \frac{\dot{U}}{r_2 - jx_{C2}} \tag{2.87}$$

направлены вдоль гипотенуз прямоугольных треугольников сопротивлений, так как ток $\dot{I}_1$ совпадает по фазе с напряжением $\dot{U}_{r1}$ и ток $\dot{I}_2$ — с напряжением $\dot{U}_{r2}$.

Выражения для комплексных токов (2.87) представим в иной форме:

$$\frac{\dot U}{jx_{L1}}=\dot I_{1к}=\dot I_1-j\frac{r_1}{x_{L1}}\dot I_1; \qquad (2.88а)$$

$$\frac{\dot U}{-jx_{C2}}=\dot I_{2к}=\dot I_2+j\frac{r_2}{x_{C2}}\dot I_2, \qquad (2.88б)$$

где $\dot I_{1к}$ и $\dot I_{2к}$ — токи при коротком замыкании резистивных элементов, т. е. при $r_1 = 0$ и $r_2 = 0$. Как следует из (2.88), ток $\dot I_{1к}$ отстает по фазе от напряжения питания $\dot U$ на угол $\pi/2$, а ток $\dot I_{2к}$ опережает по фазе напряжение $\dot U$ на такой же угол (рис. 2.52, *б*).

Из (2.88) следует также, что каждый из токов короткого замыкания, как и напряжение питания $\dot U$, равен сумме двух составляющих, сдвинутых по фазе на угол $+\pi/2$ или $-\pi/2$. Такому представлению каждого из токов соответствует векторная диаграмма в виде прямоугольного треугольника с гипотенузой — током короткого замыкания. Следовательно, при изменении сопротивлений r_1 и r_2 резистивных элементов концы векторов комплексных токов $\dot I_1$ и $\dot I_2$ находятся на полуокружностях с диаметрами $\dot I_{1к}$ и $\dot I_{2к}$ (рис. 2.52, *б*).

Аналогично строятся круговые диаграммы и других цепей с изменяющимися параметрами элементов.

2.25. ПАССИВНЫЙ ЛИНЕЙНЫЙ ЧЕТЫРЕХПОЛЮСНИК

Расчет рабочего режима многих электротехнических устройств получается более простым, если эти устройства можно рассматривать как четырехполюсники (рис. 2.53), т. е. если они соединяются с остальной цепью двумя парами выводов (полюсов) *1—1'* и *2—2'*. Если четырехполюсник не содержит источников энергии, то он называется *пассивным*, а если содержит — *активным*. Примером активного четырехполюсника может служить электронный усилитель, примерами пассивного четырехполюсника — двухобмоточный трансформатор, линия телефонной связи, измерительный мост. Линейные пассивные четырехполюсники содержат только линейные резистивные, индуктивные и емкостные элементы.

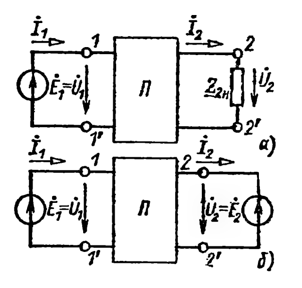


Рис. 2.53.

Предположим, что к выводам *1—1'* пассивного четырехполюсника присоединен источник ЭДС $\dot E_1$, а к выводам *2—2'* — приемник с сопротивлением нагрузки $Z_{2н}$ (рис. 2.53, *а*). Такое включение называют прямым питанием, выводы *1—1'* при прямом питании называют входными, а *2—2'* — выходными.

Найдем зависимость между током $\dot I_1$ и напряжением $\dot U_1 = \dot E_1$ на входе и током $\dot I_2$ и напряжением $\dot U_2 = Z_{2н}\dot I_2$ на выходе пассивного четырехполюсника. Применив принцип компенсации (1.36), заменим приемник с сопротивлением нагрузки $Z_{2н}$ источником с ЭДС, направленной навстречу току и равной $\dot E_2 = Z_{2н}\dot I_2 = \dot U_2$ (рис. 2.53, *б*). В полученной схеме замещения действуют два источника ЭДС, и для определения токов на входе и выходе четырехполюсника можно применить метод наложения (1.35):

$$\left.\begin{aligned}\dot I_1&=\underline{Y}_{11}\dot E_1+\underline{Y}_{12}\dot E_2;\\ \dot I_2&=\underline{Y}_{21}\dot E_1+\underline{Y}_{22}\dot E_2,\end{aligned}\right\} \qquad (2.89)$$

где $\underline{Y}_{11}$ и $\underline{Y}_{22}$ — собственные комплексные проводимости ветвей с источниками ЭДС $\dot E_1$ и $\dot E_2$, $\underline{Y}_{12} = \underline{Y}_{21}$ — взаимная комплексная проводимость этих ветвей (см. § 1.15).

Из системы уравнений (2.89) выразим напряжение $\dot U_1 = \dot E_1$ и ток $\dot I_1$ на входе четырехполюсника через напряжение $\dot U_2 = \dot E_2$ и ток $\dot I_2$ на выходе:

$$\left.\begin{aligned}\dot U_1&=\underline{A}\dot U_2+\underline{B}\dot I_2;\\ \dot I_1&=\underline{C}\dot U_2+\underline{D}\dot I_2,\end{aligned}\right\} \qquad (2.90)$$

где

$$\underline{A}=-\underline{Y}_{22}/\underline{Y}_{21},\quad \underline{B}=1/\underline{Y}_{21},$$
$$\underline{C}=\underline{Y}_{12}-\underline{Y}_{11}\underline{Y}_{22}/\underline{Y}_{21},\quad \underline{D}=\underline{Y}_{11}/\underline{Y}_{21}$$

— *коэффициенты пассивного четырехполюсника*, которые служат его параметрами. В общем случае коэффициенты четырехполюсника — комплексные величины.

Коэффициенты $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{C}$, $\underline{D}$ однозначно определяются значениями параметров элементов, составляющих пассивный четырехполюсник.

Модули коэффициентов $\underline{A}$ и $\underline{D}$ — безразмерные величины, модуль коэффициента $\underline{B}$ измеряется в омах, $\underline{C}$ — в сименсах.

При расчете цепей с четырехполюсниками считают, что коэффициенты $\underline{A}$, $\underline{B}$, $\underline{C}$ и $\underline{D}$ заданы. В противном случае они должны быть вычислены по найденным или известным значениям собственных и взаимных проводимостей, которые при необходимости могут быть измерены.

Рис. 2.54.

Коэффициенты четырехполюсника связаны простым соотношением

$$\underline{A}\underline{D}-\underline{B}\underline{C}=1, \tag{2.91}$$

справедливость которого легко доказать непосредственной подстановкой значений коэффициентов, выраженных через собственные и взаимные проводимости.

Систему уравнений (2.90) называют *уравнениями пассивного четырехполюсника при прямом питании.*

При обратном питании пассивного четырехполюсника (рис. 2.54) источник с ЭДС подключается к выводам $2—2'$ — входным в этой схеме питания, а приемник с сопротивлением нагрузки $\underline{Z}_{1н}$ — к выходным выводам $1—1'$.

Уравнения пассивного четырехполюсника при обратном питании получим из уравнений при прямом питании (2.90), заменив напряжение $\dot{U}_1$ напряжением $\dot{U}'_1$, ток $\dot{I}_1$ — током $-\dot{I}'_1$, напряжение $\dot{U}_2$ — напряжением $\dot{U}'_2$ и ток $\dot{I}_2$ — током $-\dot{I}'_2$:

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}'_1&=\underline{A}\dot{U}'_2-\underline{B}\dot{I}'_2;\\ -\dot{I}'_1&=\underline{C}\dot{U}'_2-\underline{D}\dot{I}'_2.\end{aligned}\right\} \tag{2.92}$$

Здесь штрих в обозначениях напряжений и токов означает, что эти величины относятся к режиму обратного питания четырехполюсника.

Решив систему уравнений (2.92) относительно входных величин, т. е. напряжения $\dot{U}'_2$ и тока $\dot{I}'_2$, с учетом соотношения связи (2.91) получим *уравнения пассивного четырехполюсника при обратном питании*:

$$\left.\begin{aligned}\dot{U}'_2&=\underline{D}\dot{U}'_1+\underline{B}\dot{I}'_1;\\ \dot{I}'_2&=\underline{C}\dot{U}'_1+\underline{A}\dot{I}'_1.\end{aligned}\right\} \tag{2.93}$$

У симметричного четырехполюсника при $\underline{Z}_{1н}=\underline{Z}_{2н}$ и $\dot{E}_2=\dot{E}_1$, т. е. $\dot{U}'_2=\dot{U}_1$, режимы на входе и выходе при прямом и обратном питании не должны изменяться, т. е. $\dot{I}'_2=\dot{I}_1$, $\dot{I}'_1=\dot{I}_2$ и $\dot{U}'_1=\dot{U}_2$. Следовательно, у симметричного пассивного четырехполюсника уравнения при прямом и обратном питании должны быть одинаковыми, т. е. должны быть равны коэффициенты $\underline{A}$ и $\underline{D}$.

При известных коэффициентах четырехполюсника при помощи его уравнений можно определить различные характеристики цепи. Например, входное сопротивление между выводами $1—1'$ при прямом питании и сопротивлении нагрузки $\underline{Z}_{2н}=\dot{U}_2/\dot{I}_2$ найдем из (2.90):

$$\underline{Z}_{1вх}=\frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1}=\frac{\underline{A}\underline{Z}_{2н}+\underline{B}}{\underline{C}\underline{Z}_{2н}+\underline{D}}.$$

Аналогично при обратном питании и $\underline{Z}_{1н} = \dot{U}'_1/\dot{I}'_1$ входное сопротивление между выводами $2-2'$ найдем из (2.93):

$$\underline{Z}_{2вх} = \frac{\dot{U}'_2}{\dot{I}'_2} = \frac{\underline{D}\underline{Z}_{1н} + \underline{B}}{\underline{C}\underline{Z}_{1н} + \underline{A}}.$$

ГЛАВА ТРЕТЬЯ

ТРЕХФАЗНЫЕ ЦЕПИ

3.1. ТРЕХФАЗНЫЕ ЭЛЕКТРОТЕХНИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Объединение в одну цепь нескольких подобных по структуре цепей синусоидального тока одной частоты с независимыми источниками энергии широко применяется в технике. Объединяемые цепи синусоидального тока принято называть *фазами*, а всю объединенную систему цепей — *многофазной системой*. Таким образом, в электротехнике термин «фаза» применяется в двух различных смыслах: во-первых, это параметр периодического процесса, а во-вторых, — наименование составной части многофазной системы цепей синусоидального тока. Наибольшее распространение получила трехфазная система.

Трехфазная система была изобретена и разработана во всех деталях, включая трехфазные трансформатор и асинхронный двигатель, выдающимся русским инженером М. О. Доливо-Добровольским (1862—1919) в 1891 г. В настоящее время для передачи и распределения энергии в подавляющем большинстве случаев применяются трехфазные системы. Очень важным преимуществом трехфазной системы является также исключительная простота и дешевизна трехфазных асинхронных двигателей. Помимо трехфазной системы практическое значение имеет шестифазная система, например в устройствах выпрямления переменного тока, и в некоторых устройствах автоматики двухфазная система.

Источником энергии в трехфазной системе служит трехфазный генератор. Он отличается от однофазного генератора синусоидального тока (см. рис. 2.5, *а* и 2.8) тем, что в пазах его статора размещены не одна, а три электрически изолированные друг от друга обмотки — фазные обмотки генератора. Если ротор генератора двухполюсный, то оси фазных обмоток генератора повернуты в пространстве относительно друг друга на угол $2\pi/3$ (рис. 3.1). При вращении ротора в фазных обмотках статора индуктируются синусоидальные фазные ЭДС. Вследствие симметрии конструкции генератора максимальные E_m и действующие $E_ф$ значения ЭДС во всех фазах одинаковые. Однако линии магнитного поля вращающегося ротора пересекают провода фазных обмоток не одновременно. Поэтому синусоидальные ЭДС обмоток сдвинуты по фазе относительно друг друга на одну треть периода, чему соответствует пространственный угол $2\pi/3$ между осями обмоток.

Если ротор генератора многополюсный, то каждой паре его полюсов соответствуют на статоре три изолированные друг от друга катушки

трехфазных обмоток. Размещенные вдоль окружности статора отдельные катушки, число которых равно числу пар полюсов, каждой фазной обмотки соединяются между собой последовательно или параллельно.

Фазы трехфазного генератора принято обозначать первыми буквами латинского алфавита: A, B, C. Последовательность в обозначении фаз генератора, т. е. *чередования фаз*, не может быть случайной, так как она определяется последовательностью изменений во времени фазных ЭДС. Обозначения выбираются так, чтобы ЭДС фазы A достигала максимального значения на одну треть периода раньше, чем ЭДС фазы B, и на две трети периода раньше, чем ЭДС фазы C.

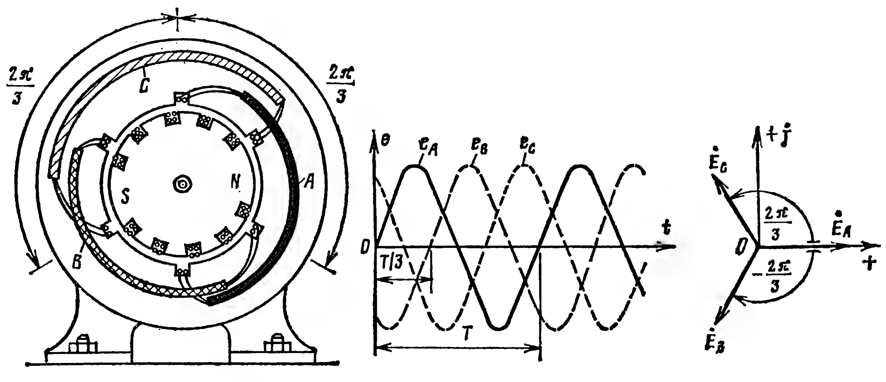


Рис. 3.1. Рис. 3.2.

Такая последовательность чередования фаз называется *нормальной* или *прямой*. От последовательности фаз зависит направление вращения трехфазных двигателей. При прямой последовательности чередования фаз мгновенные значения ЭДС трех фазных обмоток симметричного генератора равны:

$$\left.\begin{aligned} e_A &= E_m \sin \omega t; \\ e_B &= E_m \sin(\omega t - 2\pi/3); \\ e_C &= E_m \sin(\omega t - 4\pi/3) = E_m \sin(\omega t + 2\pi/3); \end{aligned}\right\} \tag{3.1}$$

здесь с нулевой начальной фазой, как обычно, выбрана ЭДС фазы A.

На рис. 3.2 показаны график мгновенных значений фазных ЭДС и три вектора соответствующих им комплексных значений. Сумма трех векторов комплексных значений ЭДС равна нулю. Следовательно, алгебраическая сумма комплексных значений фазных ЭДС и алгебраическая сумма мгновенных значений фазных ЭДС генератора равны нулю:

$$\dot{E}_A + \dot{E}_B + \dot{E}_C = 0; \tag{3.2а}$$

$$e_A + e_B + e_C = 0. \tag{3.2б}$$

Комплексные значения ЭДС трехфазного симметричного генератора можно выразить через одинаковое для всех трех фаз действующее

значение E_Φ и соответствующий комплексный множитель:

$$\dot{E}_A = E_\Phi \angle\, 0° = E_\Phi;$$

$$\dot{E}_B = E_\Phi e^{-j2\pi/3} = E_\Phi \angle -120° = E_\Phi\left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}\right);$$

$$\dot{E}_C = E_\Phi e^{j2\pi/3} = E_\Phi \angle +120° = E_\Phi\left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}\right).$$

Комплексная величина $e^{j2\pi/3} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ называется *фазным множителем* трехфазной системы и обозначается буквой a. Умножение комплексного значения на a соответствует повороту изображающего вектора на угол $2\pi/3 = 120°$ в положительном направлении, т. е. против направления движения стрелки часов. Таким образом,

$$\dot{E}_A = E_\Phi; \quad \dot{E}_B = E_\Phi a^2; \quad \dot{E}_C = E_\Phi a. \qquad (3.3)$$

Для получения трехфазной системы необходимо определенным образом соединить фазы источника энергии и фазы приемника. Возможны два основных способа соединения в трехфазной системе — соединение источника энергии и приемника по схеме звезда и соединение источника энергии и приемника по схеме треугольник.

3.2. СОЕДИНЕНИЕ ИСТОЧНИКА ЭНЕРГИИ И ПРИЕМНИКА ПО СХЕМЕ ЗВЕЗДА

Фазные обмотки трехфазного генератора можно соединить с тремя приемниками энергии шестью проводами (рис. 3.3) и получить три независимые фазные цепи. Необъединенная трехфазная система практически не применяется, но она важна для уяснения соотношений после объединения фазных цепей. Обратим внимание на стрелки, указывающие положительные направления фазных ЭДС. Эти положительные направления определяют «начала» (A, B, C) и «концы» (X, Y, Z) фазных обмоток генератора.

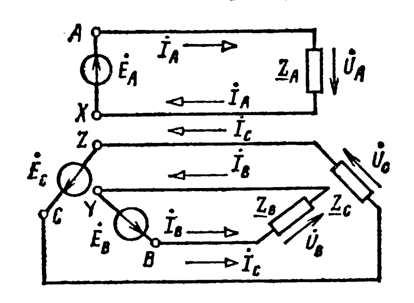




Рис. 3.3.

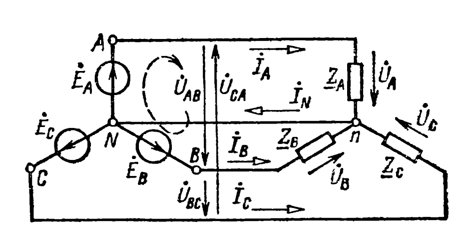


Рис. 3.4.

У источника энергии и приемника, выполненных по схеме звезда (условное обозначение Y), все концы фазных обмоток генератора соединяются в общий узел N (рис. 3.4); такой же узел n образует соеди-

нение трех фаз приемника, а три обратных провода фаз системы объединяются в один общий *нейтральный провод*. Остальные три провода, соединяющие генератор с приемником, называются *линейными*. Узел, который образуют обмотки фаз генератора или фазы приемника, называется нейтралью или *нейтральной точкой*.

Пренебрегая сопротивлениями всех проводов, легко определить токи трех фаз приемника и генератора:

$$\dot I_A = \dot E_A/\underline{Z}_A,\quad \dot I_B = \dot E_B/\underline{Z}_B,\quad \dot I_C = \dot E_C/\underline{Z}_C \qquad (3.4)$$

и ток в нейтральном проводе

$$\dot I_N = \dot I_A + \dot I_B + \dot I_C. \qquad (3.5)$$

Приемник с одинаковыми сопротивлениями всех трех фаз

$$\underline{Z}_A = \underline{Z}_B = \underline{Z}_C = \underline{Z}_ф = z_ф e^{j\varphi}$$

называется *симметричным*. При симметричном приемнике у токов всех фаз одинаковые действующие значения $I_ф$ и одинаковые сдвиги фаз φ относительно соответствующих фазных ЭДС (рис. 3.5), ток в нейтральном проводе (3.5) равен нулю. Поэтому в случае симметрического приемника, или, как говорят, при симметричной нагрузке генератора, нейтральный провод не нужен и не прокладывается. Примером такого приемника является трехфазный двигатель с соединением трехфазных обмоток по схеме звезда.

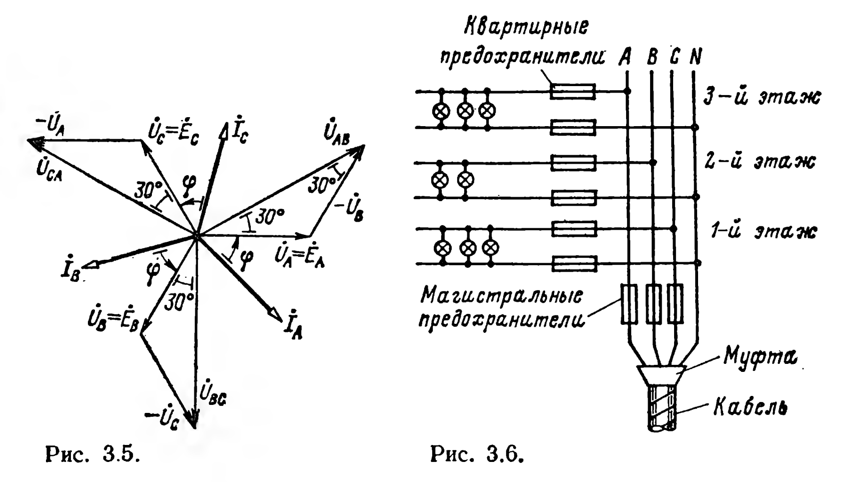


Рис. 3.5.

Рис. 3.6.

В трехфазной системе напряжения $\dot U_A$, $\dot U_B$, $\dot U_C$ между выводами каждой фазной обмотки генератора или каждой фазы приемника называются *фазными напряжениями*.

У *симметричной трехфазной системы* действующие значения фазных напряжений одинаковы: $U_A = U_B = U_C = U_ф$.

Фазными токами называются токи в фазных обмотках генератора или в фазах приемника. *Напряжения* между линейными проводами

называются *линейными* и *линейными* называются *токи* в линейных проводах.

Запишем уравнения по второму закону Кирхгофа для контура, обозначенного на рис. 3.4 пунктиром, и двух других аналогичных контуров и учтем, что

$$\dot{E}_A=\dot{U}_A,\ \dot{E}_B=\dot{U}_B,\ \dot{E}_C=\dot{U}_C. \tag{3.6}$$

Для линейных напряжений получим:

$$\dot{U}_{AB}=\dot{E}_A-\dot{E}_B=\dot{U}_A-\dot{U}_B=U_л \angle 30°; \tag{3.7а}$$

$$\dot{U}_{BC}=\dot{E}_B-\dot{E}_C=\dot{U}_B-\dot{U}_C=U_л \angle -90°; \tag{3.7б}$$

$$\dot{U}_{CA}=\dot{E}_C-\dot{E}_A=\dot{U}_C-\dot{U}_A=U_л \angle 150°, \tag{3.7в}$$

где $U_л$ — действующее значение линейного напряжения.

Векторная диаграмма фазных и линейных напряжений при соединении источника энергии и приемника по схеме звезда дана на рис. 3.5. Вектор линейного напряжения $\dot{U}_{AB}$ построен по (3.7а), т. е. получен как результат суммирования вектора $\dot{U}_A$ и вектора $-\dot{U}_B$, который по длине равен вектору $\dot{U}_B$ и противоположен ему по направлению. Аналогично построены и остальные два вектора линейных напряжений.

При наличии нейтрального провода (рис. 3.4) условия (3.6) выполняются как при симметричном, так и при несимметричном приемнике, а при отсутствии нейтрального провода — только при симметричном. В обоих случаях векторы комплексных значений фазных и линейных напряжений образуют три одинаковых равнобедренных треугольника с углами 30° при основании. Из треугольников напряжений следует, что между действующими значениями линейных и фазных напряжений справедливо соотношение

$$U_л=2U_ф\cos 30°=\sqrt{3}\,U_ф. \tag{3.8}$$

Например, линейное напряжение $U_л = 380$ В, а фазное $U_ф = 220$ В или линейное $U_л = 220$ В, а фазное $U_ф = 127$ В.

При соединении источника энергии и приемника по схеме звезда линейные токи равны соответствующим фазным токам. В случае симметричного приемника действующие значения всех линейных и фазных токов одинаковые:

$$I_л=I_ф. \tag{3.9}$$

Каждый трехфазный двигатель представляет собой симметричный приемник. Поэтому для подключения электродвигателей к источнику энергии применяют трехпроводные линии. Но для осветительной нагрузки (рис. 3.6) нейтральный провод необходим, поскольку нет оснований рассчитывать на полную симметрию такого трехфазного приемника. В нейтральном проводе четырехпроводной осветительной магистрали запрещена установка предохранителей или выключателей, так как при отключении нейтрального провода фазные напряжения могут стать неравными. В результате в одних фазах (или фазе) может наблюдаться недокал, а в других фазах (или фазе) — перекал и быст-

рое перегорание ламп. Если при таком соединении перегорит один из магистральных предохранителей, то отключатся лампы только одной (соответствующей) фазы.

3.3. СОЕДИНЕНИЕ ИСТОЧНИКА ЭНЕРГИИ И ПРИЕМНИКА ПО СХЕМЕ ТРЕУГОЛЬНИК

У трехфазной системы, выполненной по схеме треугольник (условное обозначение Δ), нейтральный провод отсутствует. Покажем сначала, как можно получить такую трехфазную цепь из необъединенной системы (рис. 3.7, *а*), в которой три фазные обмотки генератора соединены шестью проводами с тремя приемниками. Для получения из фазных обмоток генератора схемы треугольник (рис. 3.7, *б*) соединим конец *X* первой обмотки с началом *B* второй обмотки, конец *Y* второй обмотки с началом *C* третьей обмотки и конец *Z* третьей обмотки с началом *A* первой обмотки. Так как алгебраическая сумма синусоидальных фазных ЭДС генератора равна нулю (3.2), то никакого дополнительного (уравнительного) тока в обмотках генератора не возникнет [1].

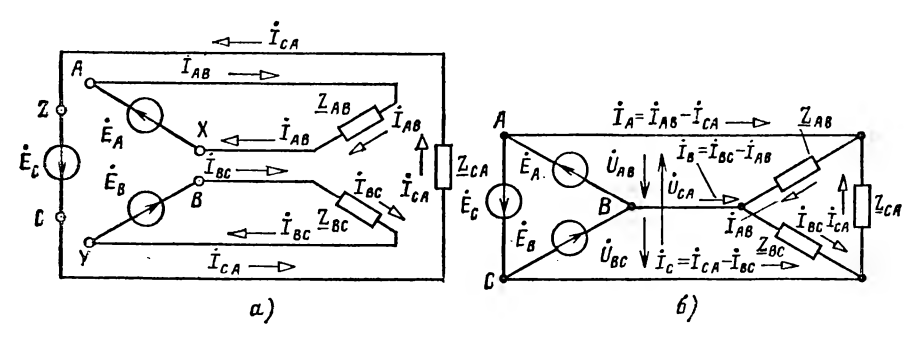


Рис. 3.7.

После объединения обмоток генератора напряжения между началом и концом каждой фазы не изменятся, т. е. эти фазные напряжения одинаковы для несвязанной (рис. 3.7, *а*) и связанной (рис. 3.7, *б*) систем. Поэтому и токи в фазах приемника, т. е. фазные токи, $\dot I_{AB}$, $\dot I_{BC}$, $\dot I_{CA}$ в связанной системе такие же, как в несвязанной. Токи в каждом из трех объединенных линейных проводов, т. е. линейные токи, равны разностям соответствующих фазных токов (первый закон Кирхгофа для узлов приемника):

$$\left.\begin{aligned}\dot I_A&=\dot I_{AB}-\dot I_{CA};\\ \dot I_B&=\dot I_{BC}-\dot I_{AB};\\ \dot I_C&=\dot I_{CA}-\dot I_{BC}.\end{aligned}\right\} \qquad (3.10)$$

[1] Если фазные ЭДС отличаются от синусоидальных, то алгебраическая сумма ЭДС может и не равняться нулю, вследствие чего возникнет дополнительный ток в обмотках генератора. Это одна из причин отказа от соединения обмоток генераторов по схеме треугольник.

Линейные напряжения равны соответствующим фазным напряжениям, их комплексные значения:

$$\dot{U}_{AB}=\dot{E}_A;\ \dot{U}_{BC}=\dot{E}_B;\ \dot{U}_{CA}=\dot{E}_C. \qquad (3.11)$$

По закону Ома комплексные значения фазных токов:

$$\dot{I}_{AB}=\dot{E}_A/\underline{Z}_{AB};\ \dot{I}_{BC}=\dot{E}_B/\underline{Z}_{BC};$$
$$\dot{I}_{CA}=\dot{E}_C/\underline{Z}_{CA}, \qquad (3.12)$$

причем у симметричного приемника

$$\underline{Z}_{AB}=\underline{Z}_{BC}=\underline{Z}_{CA}=\underline{Z}_ф=z_фe^{j\varphi} \qquad (3.13)$$

и у всех фазных токов одинаковые действующие значения $I_ф$ и одинаковые сдвиги фаз φ относительно соответствующих ЭДС или фазных напряжений.

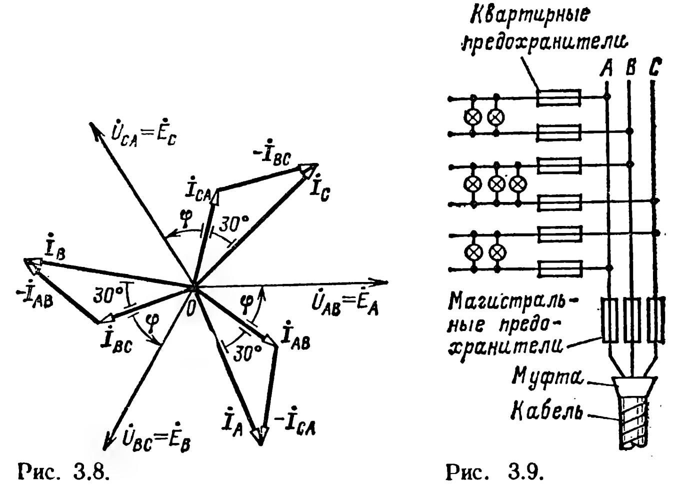


Рис. 3.8. Рис. 3.9.

Векторная диаграмма напряжений и токов показана на рис. 3.8. Из треугольников токов следует, что в симметричной трехфазной системе для действующих значений линейных и фазных токов справедливо соотношение

$$I_л=2I_ф\cos 30°=\sqrt{3}\,I_ф. \qquad (3.14)$$

Как следует из (3.11), действующие значения линейных и фазных напряжений равны друг другу и при несимметричном приемнике:

$$U_л=U_ф. \qquad (3.15)$$

Преимуществом соединения источника энергии и приемника по схеме треугольник по сравнению с соединением по схеме звезда без нейтрального провода является взаимная независимость фазных токов. На рис. 3.9 показана осветительная установка, выполненная по схеме треугольник. Если при таком соединении перегорит один из магистральных предохранителей (например, в линейном проводе B),

то лампы в двух фазах (AB и BC) окажутся последовательно включенными и при одинаковой мощности ламп напряжение на лампах каждой из этих фаз будет равно только половине линейного (номинального) напряжения; напряжение на лампах третьей фазы (CA) останется нормальным.

Рассмотренные выше методы анализа соединений одноименных фаз источника энергии и приемника по схемам звезда и треугольник можно распространить и на трехфазную цепь, у которой схемы соединения фаз источника энергии и фаз приемника различные.

3.4. АКТИВНАЯ, РЕАКТИВНАЯ И ПОЛНАЯ МОЩНОСТИ ТРЕХФАЗНОЙ СИММЕТРИЧНОЙ СИСТЕМЫ

Активной мощностью (часто просто мощностью) *трехфазной системы* называется сумма активных мощностей всех фаз источника энергии, равная сумме активных мощностей всех фаз приемника.

В симметричной трехфазной системе, т. е. системе с симметричными генератором и приемником, при любой схеме их соединений для каждой фазы мощности источника энергии и приемника одинаковые. В этом случае $P = 3P_ф$ и для каждой из фаз справедлива формула активной мощности синусоидального тока (2.55):

$$P_ф = U_ф I_ф \cos\varphi,$$

где φ — угол сдвига фаз между *фазными* напряжением и током.

Заменив действующие значения фазных тока и напряжения линейными при соединении источника энергии и приемника по схеме звезда (3.8), (3.9) и треугольник (3.14), (3.15), получим одно и то же выражение для активной мощности симметричной трехфазной системы:

$$P = 3U_ф I_ф \cos\varphi = \sqrt{3}\, U_л I_л \cos\varphi. \qquad (3.16)$$

В промышленных установках приемники обычно симметричные или почти симметричные, т. е. мощность может быть вычислена по (3.16).

В общем случае *реактивной мощностью трехфазной системы* называется сумма реактивных мощностей всех фаз источника энергии, равная сумме реактивных мощностей всех фаз приемника. Реактивная мощность симметричной трехфазной системы по (2.58)

$$Q = 3Q_ф = 3U_ф I_ф \sin\varphi,$$

или после замены действующих значений фазных тока и напряжения линейными

$$Q = \sqrt{3}\, U_л I_л \sin\varphi. \qquad (3.17)$$

Комплексной мощностью трехфазной системы называется сумма комплексных мощностей всех фаз источника энергии, равная сумме комплексных мощностей всех фаз приемника.

Полная мощность симметричной трехфазной системы

$$S = \sqrt{3}\, U_л I_л. \qquad (3.18)$$

3.5. СРАВНЕНИЕ УСЛОВИЙ РАБОТЫ ТРЕХФАЗНЫХ ЦЕПЕЙ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ СОЕДИНЕНИЯХ ФАЗ ПРИЕМНИКА

Схема соединения трехфазного приемника не зависит от схемы соединения трехфазного генератора. Соединение фаз приемника по схеме треугольник часто переключается на соединение по схеме звезда для изменения тока и мощности, например для уменьшения пусковых токов трехфазных двигателей, изменения температуры трехфазных электрических печей и т. д.

Рассмотрим, как изменяются действующие значения токов симметричного приемника с полным фазным сопротивлением $z_ф$ при переключении фаз со схемы звезда на треугольник, например, простым трехполюсным переключателем (рис. 3.10).

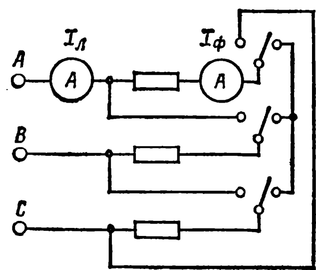


Рис. 3. 10.

При соединении приемника по схеме звезда между действующими значениями фазных и линейных токов (3.9) и напряжений (3.8) справедливы соотношения

$$I_{фY} = U_{фY}/z_ф = I_{лY}; \quad U_{фY} = U_л/\sqrt{3},$$

из которых следует, что

$$I_{лY} = U_л/\sqrt{3}\, z_ф. \qquad (3.19)$$

При соединении приемника по схеме треугольник между действующими значениями фазных и линейных токов (3.14) и напряжений (3.15) справедливы соотношения

$$I_{ф\Delta} = U_{ф\Delta}/z_ф = I_{л\Delta}/\sqrt{3}; \quad U_{ф\Delta} = U_л,$$

из которых следует, что

$$I_{л\Delta} = \sqrt{3}\, U_л/z_ф. \qquad (3.20)$$

Сопоставив выражения для действующих значений линейных токов при соединении приемника по схемам звезда (3.19) и треугольник (3.20), получим при одном и том же действующем значении линейного напряжения $U_л$ и одинаковых полных фазных сопротивлениях $z_ф$

$$I_{л\Delta} = 3I_{лY},$$

а для действующих значений фазных токов

$$I_{ф\Delta} = \sqrt{3}\, I_{фY}.$$

Активная мощность трехфазного симметричного приемника при любой из схем соединения по (3.16) равна:

$$P = \sqrt{3}\, U_л I_л \cos\varphi.$$

Вследствие уменьшения действующего значения линейного тока при переключении фаз приемника со схемы треугольник на схему звезда мощность уменьшается в 3 раза, т. е.

$$P_\Delta = 3P_Y. \qquad (3.21)$$

3.6. ИЗМЕРЕНИЕ АКТИВНОЙ МОЩНОСТИ ТРЕХФАЗНОЙ СИСТЕМЫ

В случае симметричного трехфазного приемника мощности всех фаз одинаковы, поэтому достаточно измерить активную мощность $P_ф$ одной фазы. Активная мощность приемника $P = 3P_ф$.

Очень просто измеряется мощность одной фазы $P_ф$, если приемник соединен по схеме звезда с доступной нейтральной точкой. На рис. 3.11, *а* показано включение ваттметра, который измеряет мощность фазы *А* приемника. Подобное включение ваттметра позволяет измерить мощность одной фазы, если приемник соединен по схеме треугольник (рис. 3.11, *б*).

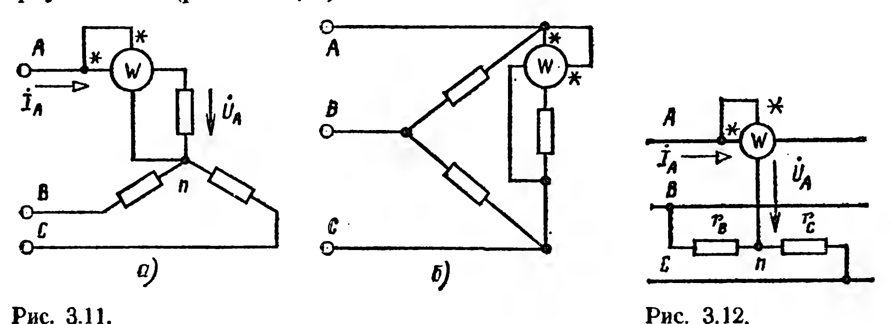


Рис. 3.11. Рис. 3.12.

Если фазы симметричного приемника недоступны, то необходима *искусственная нейтральная точка.* Это — нейтральная точка цепи по схеме звезда, состоящей из цепи напряжения ваттметра с сопротивлением r и двух резисторов с сопротивлениями $r_B = r_C = r$ (рис. 3.12). При таком соединении цепь напряжения ваттметра находится под фазным напряжением, ток в его цепи тока равен фазному (линейному) току приемника, соединенного по схеме звезда (треугольник). Следовательно, в обоих случаях (3.16) ваттметр измеряет третью часть мощности приемника. Обычно завод-изготовитель выпускает такой ваттметр с искусственной нейтральной точкой для измерения мощности в симметричных трехфазных системах.

В трехфазных трехпроводных системах мощность при несимметричном приемнике в большинстве случаев измеряют *методом двух ваттметров.* Своеобразная особенность этого метода измерения заключается в том, что даже при симметричном приемнике показания двух ваттметров в большинстве случаев не одинаковые, причем показание одного из них может быть и отрицательным. В этом случае мощность трехфазной системы равна *алгебраической сумме* показаний двух ваттметров.

Для доказательства справедливости измерения мощности методом двух ваттметров сначала выразим мгновенную мощность системы через мгновенные значения напряжений и токов. Мгновенная мощность любой фазы равна произведению мгновенных значений фазных напряжения и тока, а мгновенная мощность трехфазной системы равна сумме мгновенных мощностей фаз. В частности, при соединении фаз прием-

ника по схеме звезда мгновенная мощность

$$p = u_A i_A + u_B i_B + u_C i_C.$$

Но при соединении фаз приемника по схеме звезда без нейтрального провода

$$i_A + i_B + i_C = 0$$

и, следовательно,

$$i_C = -(i_A + i_B).$$

Подставив это значение тока i_C в выражение мгновенной мощности, получим:

$$p = (u_A - u_C)\, i_A + (u_B - u_C)\, i_B.$$

Так как разность фазных напряжений равна соответствующему линейному напряжению (3.7), т. е.

$$u_A - u_C = u_{AC}, \quad u_B - u_C = u_{BC},$$

то мгновенная мощность

$$p = u_{AC} i_A + u_{BC} i_B. \qquad (3.22)$$

Следовательно, мгновенная мощность трехфазной системы равна сумме двух произведений мгновенных значений линейных напряжений и токов. Сумма средних значений этих двух произведений, т. е. активная мощность системы, может быть измерена двумя ваттметрами (рис. 3.13, *а*):

$$P = P_1 + P_2 = U_{AC} I_A \cos(\psi_u - \psi_i) + U_{BC} I_B \cos(\psi_u - \psi_i), \qquad (3.23)$$

где $\psi_u - \psi_i$ — угол сдвига фаз между соответствующими линейным напряжением и током.

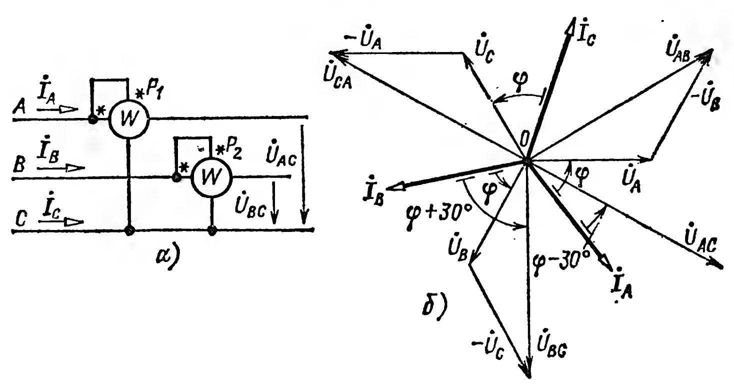


Рис. 3.13.

При правильном включении ваттметров положительные направления линейных напряжений и токов должны совпадать с направлением от «начала» к «концу» цепи напряжения и цепи тока ваттметров. Так, у первого ваттметра нужно соединить «начало» (вывод, отмеченный

звездочкой) цепи напряжения с проводом A, а «конец» этой цепи — с проводом C.

Распределение измеряемой мощности трехфазной системы между показаниями двух ваттметров зависит главным образом от углов сдвига фаз между линейными напряжениями и токами [см. (3.23)]. Проследим эту зависимость в случае симметричного приемника. На рис. 3.13, *б* построена векторная диаграмма напряжений и токов в случае симметричного приемника, фазы которого соединены по схеме звезда. Углы сдвига фаз между соответствующими фазными напряжением и током одинаковые и равны аргументу φ комплексного сопротивления фазы приемника. Из диаграммы следует, что при симметричном приемнике углы сдвига фаз между векторами $\dot{U}_{AC}$ и $\dot{I}_A$, $\dot{U}_{BC}$ и $\dot{I}_B$ соответственно равны $\varphi - 30°$ и $\varphi + 30°$.

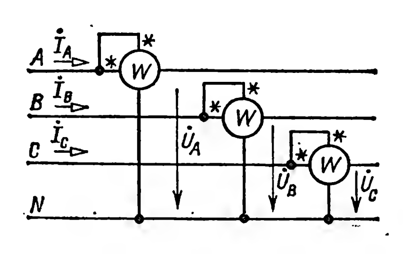


Рис. 3.14.

Действующие значения линейных напряжений и линейных токов при симметричном приемнике соответственно одинаковые, т. е. $U_{BC} = U_{AC} = U_л$; $I_A = I_B = I_л$.

Таким образом, сумма показаний двух ваттметров равна мощности симметричной трехфазной системы:

$$P = P_1 + P_2 = U_л I_л \cos(\varphi - 30°) + U_л I_л \cos(\varphi + 30°).$$

Из этого выражения следует, что при симметричном приемнике показания ваттметров P_1 и P_2 будут равны только при $\varphi = 0$. Если $\varphi > 60°$, то показание второго ваттметра P_2 будет отрицательным, т. е. сумма показаний алгебраическая.

Можно не доказывать возможность измерения мощности методом двух ваттметров при соединении фаз приемника по схеме треугольник, так как при заданных значениях линейных напряжений и токов мощность не зависит от схемы соединения фаз приемника.

Для измерения мощности в трехфазных системах с нейтральным проводом простейшим является метод трех ваттметров (рис. 3.14). При таком соединении каждый из ваттметров измеряет мощность одной фазы приемника (или генератора). Активная мощность трехфазной системы равна сумме показаний трех ваттметров:

$$P = P_1 + P_2 + P_3.$$

Ваттметры трехфазного тока, устанавливаемые на распределительных щитах, представляют собой два (для трехпроводной системы) или три (для четырехпроводной системы) измерительных механизма, связанных общей осью и воздействующих на общую стрелку. Эти измерительные механизмы включаются в трехфазную цепь соответственно методам измерения при помощи двух или трех ваттметров.

3.7. СИММЕТРИЧНАЯ ТРЕХФАЗНАЯ ЦЕПЬ С НЕСКОЛЬКИМИ ПРИЕМНИКАМИ

Во многих случаях трехфазная цепь симметричная (или близка к симметричной), но содержит несколько приемников, например несколько трехфазных двигателей.

Для расчета режима такой трехфазной цепи приемники следует заменить одним эквивалентным, фазы которого соединены по схеме звезда. После определения линейного тока и фазного напряжения эквивалентного приемника можно найти фазные токи всех приемников.

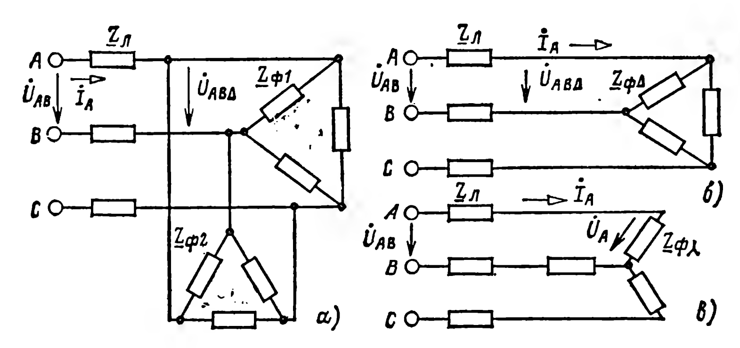


Рис. 3.15.

В качестве примера рассмотрим трехфазную симметричную цепь (рис. 3.15, *а*) с двумя симметричными приемниками, фазы которых с комплексными сопротивлениями $\underline{Z}_{ф1}$ и $\underline{Z}_{ф2}$ соединены по схеме треугольник. Приемники подключены к линии передачи с комплексными сопротивлениями проводов $\underline{Z}_л$ и известным линейным напряжением $U_л$ в начале линии.

Одноименные фазы двух симметричных приемников соединены параллельно. Следовательно, приемники можно заменить одним эквивалентным симметричным, фазы которого соединены по схеме треугольник (рис. 3.15, *б*) с одинаковыми комплексными сопротивлениями

$$\underline{Z}_{ф\Delta} = \underline{Z}_{ф1}\underline{Z}_{ф2}/(\underline{Z}_{ф1} + \underline{Z}_{ф2}),$$

где

$$\underline{Z}_{ф1} = r_{ф1} + jx_{ф1}; \quad \underline{Z}_{ф2} = r_{ф2} + jx_{ф2}.$$

Заменим далее полученную симметричную цепь по схеме треугольник эквивалентной симметричной цепью по схеме звезда (рис. 3.15, *в*) с комплексным сопротивлением фазы по (1.23):

$$\underline{Z}_{фY} = \frac{\underline{Z}_{ф\Delta}}{3} = \frac{r_{ф\Delta}}{3} + j\frac{x_{ф\Delta}}{3}.$$

С учетом комплексного сопротивления проводов линии передачи вся цепь преобразована в эквивалентную симметричную цепь по схеме

звезда. Комплексное сопротивление фазы эквивалентной звезды

$$\underline{Z}_ф = \underline{Z}_л + \underline{Z}_{фY} = r_ф + jx_ф$$

и полное сопротивление

$$z_ф = \sqrt{r_ф^2 + x_ф^2}.$$

Дальнейший расчет не требует применения комплексного метода. Достаточно сначала определить действующее значение линейного тока

$$I_л = U_ф/z_ф = U_л/(\sqrt{3}\, z_ф),$$

а затем действующие значения фазного напряжения эквивалентной звезды приемников $U_{фY} = z_{фY} I_л$ и по (3.8) линейного напряжения приемников $U_{л\Delta} = \sqrt{3}\, U_{фY}$. Действующие значения фазных токов приемников

$$I_{ф1} = U_{л\Delta}/z_{ф1}; \quad I_{ф2} = U_{л\Delta}/z_{ф2}.$$

3.8. НЕСИММЕТРИЧНЫЙ РЕЖИМ ТРЕХФАЗНОЙ ЦЕПИ

Один из наиболее часто встречающихся случаев несимметричного режима трехфазной цепи получается при соединении фаз несимметричного приемника по схеме звезда без нейтрального провода или с нейтральным проводом, комплексное сопротивление которого $\underline{Z}_N$ необходимо учитывать при расчете. При заданном действующем значении линейного напряжения приемника $U_{AB} = U_{BC} = U_{CA} = U_л$ можно дополнить трехфазную цепь воображаемым симметричным трехфазным источником ЭДС, соединенным по схеме звезда (рис. 3.16), с действующим значением фазной ЭДС $E_A = E_B = E_C = E_ф = U_л/\sqrt{3}$.

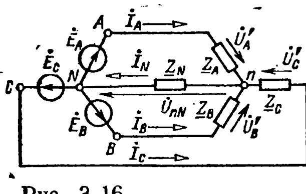


Рис. 3.16.

Полученная цепь имеет две нейтральные точки: симметричного генератора N и несимметричного приемника n — два узла цепи. Поэтому для расчета режима цепи следует применить метод двух узлов (см. § 1.13), заменив в (1.28) проводимости ветвей цепи постоянного тока $g = 1/r$ комплексными проводимостями ветвей цепи синусоидального тока $\underline{Y} = 1/\underline{Z}$, а постоянные ЭДС и токи — комплексными значениями соответствующих синусоидальных ЭДС и токов. В рассчитываемой трехфазной системе комплексное значение напряжения $\dot{U}_{nN}$ между нейтральными точками приемника n и воображаемого генератора N называется напряжением смещения нейтрали. На основании метода двух узлов

$$\dot{U}_{nN} = \dot{\varphi}_n - \dot{\varphi}_N = \frac{\underline{Y}_A\dot{E}_A + \underline{Y}_B\dot{E}_B + \underline{Y}_C\dot{E}_C}{\underline{Y}_A + \underline{Y}_B + \underline{Y}_C + \underline{Y}_N} \tag{3.24}$$

или с учетом (3.3) и равенства $E_ф = U_л/\sqrt{3}$ комплексное значение на-

пряжения смещения нейтрали

$$\dot{U}_{nN}=\frac{U_л\,(\underline{Y}_A+a^2\underline{Y}_B+a\underline{Y}_C)}{\sqrt{3}\,(\underline{Y}_A+\underline{Y}_B+\underline{Y}_C+\underline{Y}_N)}. \qquad (3.25)$$

Фазные напряжения приемника определяются по второму закону Кирхгофа для трех контуров:

$$\dot{U}_A=\dot{E}_A-\dot{U}_{nN};\quad \dot{U}_B=\dot{E}_B-\dot{U}_{nN};$$
$$\dot{U}_C=\dot{E}_C-\dot{U}_{nN}. \qquad (3.26)$$

По закону Ома фазные токи и ток в нейтральном проводе соответственно равны:

$$\dot{I}_A=\underline{Y}_A\dot{U}_A;\ \dot{I}_B=\underline{Y}_B\dot{U}_B;\ \dot{I}_C=\underline{Y}_C\dot{U}_C;\ \dot{I}_N=\underline{Y}_N\dot{U}_{nN}. \qquad (3.27)$$

Распределение напряжений между фазами несимметричного приемника, которые соединены по схеме звезда, наглядно иллюстрирует потенциальная диаграмма цепи (рис. 3.17, *а*).

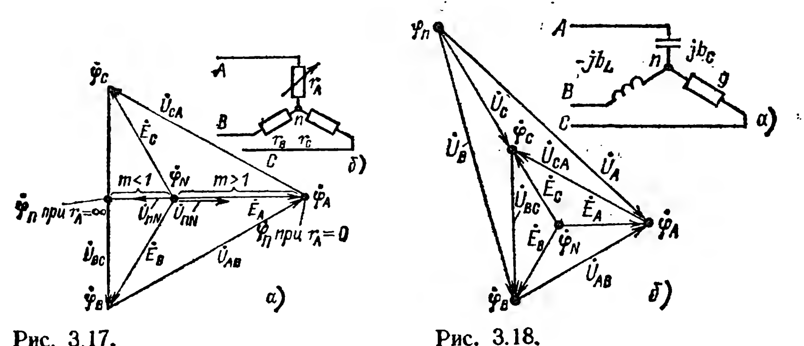


Рис. 3.17.

Рис. 3.18.

При построении потенциальной диаграммы равный нулю потенциал выбран у нейтральной точки N воображаемого генератора, которая служит началом отсчета. Из начала отсчета построены три вектора фазных ЭДС воображаемого генератора $\dot{E}_A$, $\dot{E}_B$ и $\dot{E}_C$. Концы этих векторов определяют комплексные значения потенциалов $\dot{\varphi}_A$, $\dot{\varphi}_B$ и $\dot{\varphi}_C$ линейных проводов A, B и C при $\dot{\varphi}_N = 0$, а следовательно, и линейных напряжений $\dot{U}_{AB} = \dot{\varphi}_A - \dot{\varphi}_B$, $\dot{U}_{BC} = \dot{\varphi}_B - \dot{\varphi}_C$, $\dot{U}_{CA} = \dot{\varphi}_C - \dot{\varphi}_A$. При симметричном приемнике нет смещения нейтрали, т. е. $\dot{U}_{nN} = 0$, и потенциал нейтральной точки приемника $\dot{\varphi}_n = 0$. Поэтому на диаграмме потенциал нейтральной точки приемника $\dot{\varphi}_n$ совпадает с нейтральной точкой генератора $\dot{\varphi}_N$. При несимметричном приемнике смещение нейтрали $\dot{U}_{nN}$, как следует из (3.24), не равно нулю. Поэтому потенциал нейтральной точки приемника $\dot{\varphi}_n$ смещается относительно потенциала нейтральной точки генератора $\dot{\varphi}_N$, т. е. из центра треугольника линейных напряжений (смещение нейтрали).

Рассмотрим простейший случай приемника с активными сопротивлениями фаз r_A и $r_B = r_C = r$ при отсутствии нейтрального провода (рис. 3.17, *б*). Проводимости фаз B и C одинаковые: $g_B = g_C = g = 1/r$, а проводимость $g_A = 1/r_A$ фазы A изменяется от 0 до ∞:

Обозначим отношение $g_A/g = m$ и найдем напряжение смещения нейтрали по (3.24), учитывая (3.3):

$$\dot{U}_{nN} = \frac{g(m+a^2+a)}{g(m+2)} \dot{E}_A = \frac{m-1}{m+2} \dot{E}_A,$$

или

$$\dot{U}_{nN} = \frac{1-1/m}{1+2/m} \dot{E}_A.$$

При изменениях проводимости g_A в пределах от нуля до бесконечности множитель при ЭДС $\dot{E}_A$ остается действительной величиной. Следовательно, напряжение смещения нейтрали $\dot{U}_{nN}$ совпадает по фазе с ЭДС $\dot{E}_A$ при $m > 1$, а при $m < 1$ их фазы отличаются на π (рис. 3.17, *а*). В частности, при размыкании фазы A, т. е. $g_A = 0$ или $r_A = \infty$ и $m = 0$, смещение нейтрали

$$\dot{U}_{nN} = -\dot{E}_A/2.$$

При этом фазные напряжения приемника равны:

$$\dot{U}'_A = \dot{E}_A - \dot{U}_{nN} = \left(1 + \frac{1}{2}\right)\frac{U_л}{\sqrt{3}} = \frac{1,5}{\sqrt{3}} U_л;$$

$$\dot{U}'_B = \dot{E}_B - \dot{U}_{nN} = \left(a^2 + \frac{1}{2}\right) U_л = -j\frac{U_л}{2};$$

$$\dot{U}'_C = \dot{E}_C - \dot{U}_{nN} = \left(a + \frac{1}{2}\right) U_л = j\frac{U_л}{2}.$$

Здесь учтено, что $U_л = \sqrt{3} E_A$.

При $g_A = \infty$ или $r_A = 0$, т. е. коротком замыкании точек A и n (рис. 3.17, *б*), очевидно, что будет $\dot{U}'_A = 0$; $\dot{U}'_B = \dot{U}_{BA} = -\dot{U}_{AB}$; $\dot{U}'_C = \dot{U}_{CA}$.

Потенциал нейтральной точки приемника может сместиться далеко за пределы треугольника линейных напряжений, если проводимости фаз приемника, соединенных по схеме звезда без нейтрального провода, различны по характеру.

Рассчитаем, например, смещение нейтрали и фазные напряжения для приемника с комплексными проводимостями фаз $\underline{Y}_A = jb_C$, $\underline{Y}_B = -jb_L$, $\underline{Y}_C = g$ при условии $g = b_C = b_L$ (рис. 3.18, *а*).

Смещение нейтрали по (3.24)

$$\dot{U}_{nN} = \frac{jb_C - jb_L a^2 + ga}{jb_C - jb_L + g} \dot{E}_A = (-1,37 + j2,37)\dot{E}_A. \qquad (3.28)$$

Фазные напряжения приемника рассчитываются так же, как и для приемника по рис. 3.17, *б*. Для действующих значений напряжений в результате расчета получается:

$$U'_A = 3,34\frac{U_л}{\sqrt{3}}; \quad U'_B = 3,34\frac{U_л}{\sqrt{3}}; \quad U_C = U_л.$$

Потенциальная диаграмма показана на рис. 3.18, *б*.

Схема цепи по рис. 3.18, *а* имеет важное свойство, которое используется в различных устройствах. Если емкостная проводимость фазы A и индуктивная проводимость фазы B одинаковые и постоянные:

$b_L = b_C = b = \text{const}$, то ток в фазе C не зависит от значения активной проводимости $g = \text{var}$ этой фазы. Действительно из векторной диаграммы на рис. 3.18, *б* и формулы (3.28) следует, что

$$\dot{U}'_C = (\dot{E}_C - \dot{U}_{nN}) = a\dot{E}_A - \left(j\frac{b}{g}(1-a^2) - a\right)\dot{E}_A = j\frac{b}{g}(a^2-1)\dot{E}_A,$$

т. е.

$$\dot{I}_C = \dot{U}'_C g = jb(a^2-1)\dot{E}_A = \text{const}.$$

Фазные токи несимметричного приемника, фазы которого соединены по схеме треугольник (рис. 3.19), при заданных линейных напряжениях определяются по закону Ома:

$$\dot{I}_{AB} = \frac{\dot{U}_{AB}}{\underline{Z}_{AB}}; \quad \dot{I}_{BC} = \frac{\dot{U}_{BC}}{\underline{Z}_{BC}}; \quad \dot{I}_{CA} = \frac{\dot{U}_{CA}}{\underline{Z}_{CA}}.$$

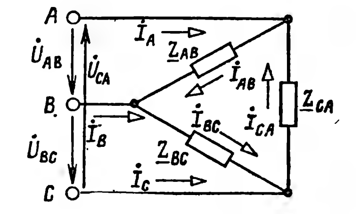


Рис. 3.19.

Линейные токи рассчитываются на основании первого закона Кирхгофа:

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA}; \quad \dot{I}_B = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB};$$
$$\dot{I}_C = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}.$$

При расчете более сложной несимметричной трехфазной цепи, например по рис. 3.15, *а*, с несимметричными приемниками все приемники путем преобразований заменяются эквивалентным, фазы которого соединены по схеме звезда. Эти преобразования выполняются в той же последовательности, что и для симметричных приемников (рис. 3.15, *б* и *в*), но сопротивление каждой фазы эквивалентного приемника приходится вычислять отдельно.

ГЛАВА ЧЕТВЕРТАЯ

ПЕРИОДИЧЕСКИЕ НЕСИНУСОИДАЛЬНЫЕ ТОКИ В ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

4.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Синусоидальные колебания являются самой простой формой периодического процесса. В сетях электроэнергетических систем принимается ряд мер для поддержания синусоидальной формы переменных токов и напряжений и устранения различных отклонений от синусоидальной формы. Но, например, в цепях электросвязи, электронных и полупроводниковых устройств отклонение от синусоидальной формы часто обусловлено самим рабочим процессом устройства. Поэтому знание элементов теории несинусоидальных периодических токов необходимо для понимания принципов действия устройств автоматики, электронных приборов и самой различной аппаратуры новой техники.

Периодическая несинусоидальная функция удовлетворяет условию $f(t) = f(t + kT)$, где T — период функции, т. е. промежуток времени, по истечении которого весь процесс повторяется сначала; k — целое число.

Такая периодическая функция, как известно из курса математики, может быть представлена в виде гармонического ряда, в общем случае неограниченного, но при расчетах электрических цепей часто с конечным числом n гармонических (синусоидальных) составляющих или, короче, гармоник. Например, несинусоидальный периодический ток

$$i = I_0 + I_{1m}\sin(\omega t + \psi_{i1}) + I_{2m}\sin(2\omega t + \psi_{i2}) + \dots$$
$$\dots + I_{nm}\sin(n\omega t + \psi_{in}),$$

или

$$i = I_0 + \sum_{k=1}^{n} I_{km}\sin(k\omega t + \psi_{ik}). \quad (4.1)$$

В этом выражении I_0 — *постоянная составляющая* (постоянный ток); $I_{1m}\sin(\omega t + \psi_{i1})$ — *первая (основная) гармоника*, частота которой равна частоте несинусоидальной периодической функции — тока i; все остальные слагаемые называют *высшими гармониками*; ψ_{ik} — начальная фаза k-й гармонической составляющей, зависящая от начала отсчета времени ($t = 0$). Таким образом, периодический несинусоидальный ток можно представить в виде суммы постоянного тока и синусоидальных токов различных частот, кратных частоте первой гармоники, с различными начальными фазами. Такое представление часто применяется при расчетах цепей периодических несинусоидальных токов.

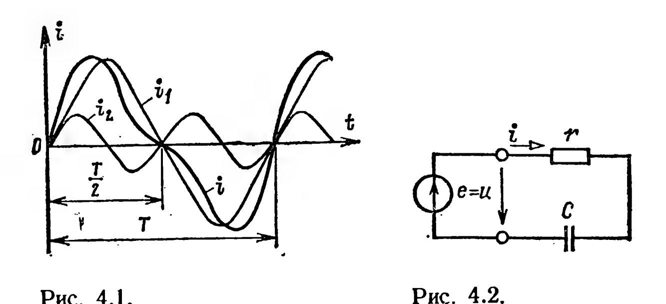


Рис. 4.1. Рис. 4.2.

На рис. 4.1 приведен график периодического несинусоидального тока i, который содержит только первую i_1 и вторую i_2 гармоники. Аналогично (4.1) записываются разложения в гармонический ряд периодических несинусоидальных напряжения на любом участке цепи:

$$u = U_0 + \sum_{k=1}^{n} U_{km}\sin(k\omega t + \psi_{uk}), \quad (4.2)$$

ЭДС источников:

$$e=E_0+\sum_{k=1}^{n} E_{km}\sin(k\omega t+\psi_{ek})$$

и других величин.

Для расчета режима линейной цепи периодического несинусоидального тока (цепи, у которой параметры элементов r, L, C не зависят от тока и напряжения) применим метод наложения (см. § 1.15): каждую из гармонических составляющих и постоянную составляющую (если она есть) определим отдельно (независимо).

В качестве простого примера рассмотрим расчет тока в цепи, схема которой состоит из последовательно соединенных резистивного элемента с сопротивлением r и емкостного элемента C (рис. 4.2), при заданном напряжении источника периодической несинусоидальной ЭДС:

$$u=e=U_{1m}\sin\omega t+U_{5m}\sin(5\omega t+\psi_{u5}).$$

Ток в этой цепи

$$i=I_{1m}\sin(\omega t-\varphi_1)+I_{5m}\sin(5\omega t+\psi_{u5}-\varphi_5),$$

где по закону Ома для первой гармоники $I_{1m}=\dfrac{U_{1m}}{\sqrt{r^2+(1/\omega C)^2}}$, для пятой гармоники $I_{5m}=\dfrac{U_{5m}}{\sqrt{r^2+(1/5\omega C)^2}}$ и по (2.49б)

$$\varphi_1=\operatorname{arctg}(-1/\omega Cr);$$

$$\varphi_5=\operatorname{arctg}(-1/5\omega Cr).$$

Конечно, в случае сложной цепи при определении каждой из гармонических составляющих можно применять любые методы расчета цепей синусоидального тока, в том числе и комплексный.

4.2. ДЕЙСТВУЮЩЕЕ ЗНАЧЕНИЕ ПЕРИОДИЧЕСКОГО НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Мгновенные значения токов и других величин можно рассчитать, как было отмечено выше, с применением метода наложения. Но практически весьма важно вычислить и действующие значения токов (напряжений, ЭДС), измеряемые амперметрами (вольтметрами).

Приведенное в § 2.6 определение действующего значения (2.17) на основании сопоставления с тепловым действием постоянного тока справедливо для любого периодического тока. Поэтому действующее значение периодического несинусоидального тока определим выражением

$$I=\sqrt{\frac{1}{T}\int_0^T i^2\,dt}. \qquad (4.3)$$

Учитывая (4.1), интеграл

$$\int_0^T i^2\,dt=\int_0^T ii\,dt$$

можно представить в виде суммы интегралов четырех типов:

1) $$\frac{1}{T}\int_0^T I_{km}^2 \sin^2(k\omega t+\psi_{ik})\,dt=\frac{I_{km}^2}{2}=I_k^2,$$

так как этот интеграл по определению равен квадрату действующего значения I_k гармонической составляющей тока k-го порядка;

2) $$\frac{1}{T}\int_0^T I_0 I_0\,dt=I_0^2$$

— это квадрат постоянной составляющей тока;

3) $$\frac{1}{T}\int_0^T I_0 I_{km}\sin(k\omega t+\psi_{ik})\,dt=$$

$$=\frac{1}{T}I_0 I_{km}\int_0^T \sin(k\omega t+\psi_{ik})\,dt=0,$$

так как интеграл от синусоидальной величины за целое число периодов равен нулю;

4) $$\frac{1}{T}\int_0^T I_{km}I_{lm}\sin(k\omega t+\psi_{ik})\cdot\sin(l\omega t+\psi_{il})=0,$$

где k и l — номера гармоник, причем $k\neq l$; интеграл равен нулю, так как произведение синусоидальных функций можно заменить разностью косинусоидальных:

$$\sin\beta\cdot\sin\gamma=\frac{1}{2}[\cos(\beta-\gamma)-\cos(\beta+\gamma)],$$

т. е. подынтегральное выражение интеграла 4-го типа является разностью двух косинусоидальных функций, интеграл каждой из которых за целое число периодов равен нулю.

Таким образом, действующее значение периодического несинусоидального тока

$$I=\sqrt{I_0^2+I_1^2+I_2^2+I_3^2+\ldots+I_n^2},$$

или

$$I=\sqrt{I_0^2+\sum_{k=1}^{n}I_k^2}\,, \tag{4.4}$$

т. е. *действующее значение периодического несинусоидального тока равно корню квадратному из суммы квадратов постоянной составляющей и квадратов действующих значений всех гармонических составляющих*. Так же определяется действующее значение периодического не-

синусоидального напряжения:

$$U=\sqrt{U_0^2+\sum_{k=1}^{n} U_k^2} \tag{4.5}$$

и аналогично любой другой периодической несинусоидальной величины.

4.3. МОЩНОСТЬ ПЕРИОДИЧЕСКОГО НЕСИНУСОИДАЛЬНОГО ТОКА

Выражение мгновенной мощности

$$p=ui \tag{4.6}$$

справедливо для токов и напряжений с любой формой кривой.

Активная мощность любого периодического тока по определению равна среднему за период значению мгновенной мощности:

$$P=\frac{1}{T}\int_0^T p\,dt=\frac{1}{T}\int_0^T ui\,dt. \tag{4.7}$$

После подстановки в (4.6) напряжения u (4.2) и тока i (4.1) в виде рядов активная мощность будет представлена суммой интегралов таких же четырех типов, которые были рассмотрены при определении действующего значения периодического несинусоидального тока:

1) $$\frac{1}{T}\int_0^T U_{km}\sin(k\omega t+\psi_{uk})\,I_{km}\sin(k\omega t+\psi_{ik})\,dt=U_kI_k\cos\varphi_k,$$

где

$$\varphi_k=\psi_{uk}-\psi_{ik}$$

(вычисление интеграла см. в § 2.14);

2) $$\frac{1}{T}\int_0^T U_0I_0\,dt=U_0I_0;$$

3) $$\frac{1}{T}\int_0^T U_0I_{km}\sin(k\omega t+\psi_{ik})\,dt=0;$$

$$\frac{1}{T}\int_0^T I_0U_{km}\sin(k\omega t+\psi_{uk})\,dt=0;$$

4) $$\frac{1}{T}\int_0^T U_{km}\sin(k\omega t+\psi_{uk})\,I_{lm}\sin(l\omega t+\psi_{il})\,dt=0$$

при $k\neq l$.

Таким образом, активная мощность

$$P=U_0I_0+\sum_{k=1}^{n} U_kI_k\cos\varphi_k, \tag{4.8}$$

т. е. *активная мощность периодического несинусоидального тока равна сумме активных мощностей всех гармонических составляющих и мощности постоянных составляющих* напряжения и тока (мощности постоянного тока).

Реактивной мощностью периодических несинусоидальных токов можно считать величину

$$Q=\sum_{k=1}^{n} U_k I_k \sin\varphi_k. \tag{4.9}$$

Полная мощность периодического несинусоидального тока определяется также условно

$$S=UI>\sqrt{P^2+Q^2}. \tag{4.10}$$

4.4. ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ФИЛЬТРЫ

В цепи периодического несинусоидального тока для различных гармонических составляющих этого тока индуктивные сопротивления $k\omega L$ катушек и емкостные сопротивления $1/k\omega C$ конденсаторов не одинаковы и зависят от номера k гармонической составляющей. Поэтому можно изменять форму кривых мгновенных значений напряжений и токов соответствующим подбором параметров элементов цепи.

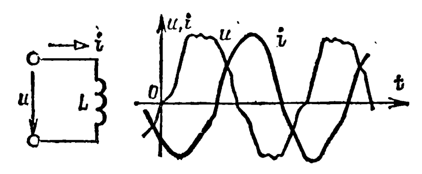


Рис. 4.3.

Для наглядного представления о воздействии параметров элементов цепи на форму кривой тока рассмотрим два простейших примера.

К индуктивному элементу (рис. 4.3) приложено периодическое несинусоидальное напряжение, действующее значение которого

$$U=\sqrt{U_1^2+U_3^2+U_5^2+\ldots+U_n^2}. \tag{4.11}$$

По закону Ома действующее значение k-й гармонической составляющей тока

$$I_k=U_k/k\omega L.$$

Следовательно, действующее значение тока по (4.4)

$$I=\sqrt{I_1^2+I_3^2+I_5^2+\ldots+I_n^2}=$$

$$=\sqrt{\left(\frac{U_1}{\omega L}\right)^2+\left(\frac{U_3}{3\omega L}\right)^2+\left(\frac{U_5}{5\omega L}\right)^2+\ldots+\left(\frac{U_n}{n\omega L}\right)^2}=$$

$$=\frac{1}{\omega L}\sqrt{\frac{U_1^2}{1}+\frac{U_3^2}{9}+\frac{U_5^2}{25}+\ldots+\frac{U_n^2}{n^2}}.$$

Сопоставив это выражение с выражением для действующего значения напряжения (4.11), видим, что высшие гармонические составляющие периодического несинусоидального тока в индуктивном элементе подавляются тем сильнее, чем выше номер (порядок) гармонической составляющей. Вследствие этого кривая тока может значи-

тельно меньше отличаться от синусоиды, чем кривая напряжения (рис. 4.3).

Для емкостного элемента (рис. 4.4) при том же действующем значении напряжения (4.11) действующее значение тока k-й гармонической составляющей

$$I_k = U_k \Big/ \frac{1}{k\omega C} = U_k k\omega C.$$

Следовательно, действующее значение тока по (4.4)

$$I = \sqrt{I_1^2 + I_3^2 + I_5^2 + \ldots + I_n^2} = \omega C \sqrt{U_1^2 + 9U_3^2 + 25U_5^2 + \ldots + n^2U_n^2}. \qquad (4.12)$$

Сопоставив выражения для действующих значений тока (4.12) и напряжения (4.11), видим, что относительное значение высших гармонических составляющих в кривой тока может быть значительно больше, чем в кривой напряжения. Поэтому кривая тока может отличаться от синусоиды значительно больше, чем кривая напряжения (рис. 4.4).

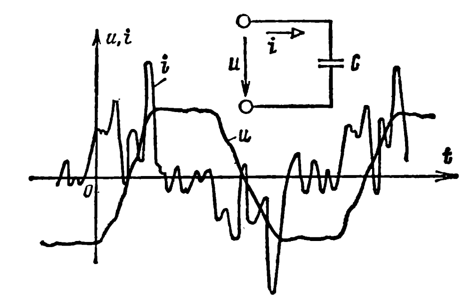


Рис. 4.4.

Если при *измерениях* параметров емкостных и индуктивных элементов цепей переменного тока не учитывать несинусоидальность напряжений и токов, то можно получить большую погрешность. Предположим, что при измерении емкости конденсатора напряжение между его выводами периодическое несинусоидальное, т. е. действующее значение напряжения U дано выражением (4.11). Считая, что напряжение и ток синусоидальные, емкость конденсатора следует определить из соотношения

$$I = U / \frac{1}{\omega C_{\text{из}}},$$

откуда измеренное значение емкости конденсатора

$$C_{\text{из}} = \frac{I}{\omega U} = \frac{I}{\omega \sqrt{U_1^2 + U_3^2 + U_5^2 + \ldots + U_n^2}}.$$

В действительности значение емкости конденсатора должно быть определено на основании (4.12), т. е. равно:

$$C = \frac{I}{\omega \sqrt{U_1^2 + 9U_3^2 + 25U_5^2 + \ldots + n^2U_n^2}}.$$

Сравнение выражений для измеренного и действительного значений емкости конденсатора показывает, что $C_{\text{из}}$ больше C.

Аналогично можно найти, что для катушки индуктивности $L_{\text{из}}$ больше L. Так как высшие гармонические составляющие кривой тока

имеют большее относительное значение в случае емкостного элемента и меньшее в случае индуктивного элемента, то при одинаковой форме кривой напряжения погрешности при измерении емкости конденсатора значительно больше (например, 3 % при измерении L и 25 % при измерении C). На зависимости индуктивных и емкостных сопротивлений от частоты основан принцип работы электрических фильтров — устройств, при помощи которых гармонические составляющие токов и напряжений определенной частоты или в пределах определенной полосы частот значительно уменьшаются.

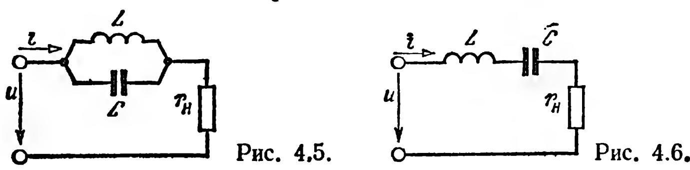


Рис. 4.5. Рис. 4.6.

Схема одного из простейших резонансных фильтров с активным сопротивлением нагрузки $r_н$ показана на рис. 4.5. Предполагается, что потерями в элементах фильтра можно пренебречь. Значения параметров фильтра удовлетворяют условию $k\omega C = 1/k\omega L$, т. е. условию резонанса токов для k-й гармоники. Следовательно, для k-й гармонической составляющей периодического несинусоидального тока полное сопротивление фильтра $z_k = \infty$. Для всех остальных гармонических составляющих полное сопротивление фильтра может быть мало. Такой фильтр следует рассматривать как простейший заграждающий, т. е. ограничивающий гармоническую составляющую тока при резонансной частоте и гармонические составляющие тока вблизи резонансной частоты.

На рис. 4.6 показана другая схема резонансного фильтра. Значения его параметров удовлетворяют условию $k\omega L = 1/k\omega C$, т. е. условию резонанса напряжений для k-й гармоники. Следовательно, полное сопротивление фильтра для k-й гармонической составляющей тока $z_k = 0$. Для всех остальных гармонических составляющих полное сопротивление фильтра может быть очень велико. Такой фильтр можно рассматривать как простейший полосовой, т. е. мало ограничивающий гармоническую составляющую тока при резонансной частоте и гармонические составляющие тока вблизи резонансной частоты.

ГЛАВА ПЯТАЯ

ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЯХ

5.1. КЛАССИЧЕСКИЙ МЕТОД РАСЧЕТА ПЕРЕХОДНЫХ ПРОЦЕССОВ

Переходные процессы возникают в электрических цепях при различных коммутациях и других воздействиях, т. е. воздействиях, приводящих к изменению режима работы цепи. Коммутации происходят при действии различного рода коммутационной аппаратуры, например ключей, переключателей для включения или

отключения источника энергии при обрывах в цепи, при коротких замыканиях отдельных участков цепи и т. д.

Как и при расчете установившихся режимов, для расчета переходного процесса в электрической цепи необходимо все входящие в нее электротехнические устройства представить соответствующими моделями, т. е. схемами замещения, которые содержат резистивные, емкостные и индуктивные элементы, источники ЭДС и тока, а также коммутационные ключи.

Отметим, что физической причиной возникновения переходных процессов в цепях является наличие в них индуктивных и емкостных элементов. Объясняется это тем, что энергия магнитного (2.5) и электрического (2.13) полей этих элементов не может изменяться скачком при коммутации в цепи.

Режим цепи в течение переходного процесса описывается дифференциальными уравнениями, в общем случае неоднородными (если в цепи есть источники ЭДС и тока) или однородными (если в цепи нет источников ЭДС и тока). Заметим, что переходный процесс в линейной цепи описывается линейными дифференциальными уравнениями, а в нелинейной — нелинейными.

Рассмотрим расчет переходных процессов в линейных цепях, содержащих элементы с постоянными параметрами. Для решения линейных дифференциальных уравнений с постоянными параметрами разработаны различные методы, которые могут применяться и для расчета переходных процессов. Ограничимся применением *классического метода*, который обладает физической наглядностью и применение которого к расчету переходных процессов в относительно простых цепях проще, чем других методов расчета (операторный метод, метод интеграла Фурье и др.).

Расчет переходного процесса в цепи классическим методом содержит следующие этапы:

1. Прежде всего необходимо составить систему дифференциальных уравнений цепи и исключением переменных получить одно дифференциальное уравнение для искомой величины i или u. Для простых цепей получается дифференциальное уравнение первого или второго порядка, в котором в качестве искомой величины выбирают либо ток в индуктивном элементе, либо напряжение на емкостном элементе.

2. Далее следует составить общее решение полученного дифференциального уравнения цепи в виде суммы частного решения дифференциального неоднородного уравнения и общего решения соответствующего однородного уравнения.

В применении к электрическим цепям в качестве частного решения неоднородного уравнения можно взять *установившийся режим* в рассматриваемой цепи (если он существует), т. е. постоянные токи и напряжения, если в цепи действуют источники постоянных ЭДС и токов, или синусоидальные напряжения и токи при действии источников синусоидальных ЭДС и токов. Токи и напряжения установившегося режима обозначают $i_у$ и $u_у$ и называют *установившимися.* Общее решение однородного дифференциального уравнения описывает процесс в цепи без источников ЭДС и тока, который поэтому называют *свободным процессом.* Токи и напряжения свободного процесса обозначают $i_{св}$ и $u_{св}$ и называют *свободными*, а их выражения должны содержать постоянные интегрирования, число которых равно порядку однородного уравнения.

Свободный процесс вызывается несоответствием между энергией, сосредоточенной в электрическом и магнитном полях емкостных и индуктивных элементов цепи в момент времени, непосредственно предшествовавший коммутации, и энергией этих элементов при новом установившемся режиме в момент времени. Энергия элементов не может измениться скачком, и ее постепенное изменение обусловливает переходный процесс.

3. Наконец, в общем решении, т. е. $i = i_у + i_{св}$, $u = u_у + u_{св}$, следует найти постоянные интегрирования.

Постоянные интегрирования определяют из *начальных условий*, т. е. условий в цепи в начальный момент времени *после* коммутации. Будем считать коммутационные ключи идеальными, т. е. что коммутация в заданный момент времени t происходит мгновенно. При таких коммутациях ток в индуктивном элементе и напряжение на емкостном элементе в начальный момент времени после коммутации (t_+) такие же, как в момент времени, непосредственно предшествовавший коммутации(t_-). Эти условия получаются из *законов коммутации*.

5.2. ДВА ЗАКОНА КОММУТАЦИИ

Законы коммутации утверждают, что *ток в индуктивном элементе и напряжение на емкостном элементе не могут изменяться скачком.*

Докажем сначала закон коммутации для индуктивного элемента. Предположим, что в течение интервала времени от момента t_1 до момента t_2 ток в индуктивном элементе изменяется от значения $i_L(t_1)$ до значения $i_L(t_2)$. При этом средняя мощность изменения энергии магнитного поля индуктивного элемента (2.5) будет равна:

$$\frac{\Delta W_м}{\Delta t}=\frac{L}{2}\frac{i_L^2(t_2)-i_L^2(t_1)}{t_2-t_1}.$$

Если интервал времени $\Delta t=t_2-t_1$, в течение которого происходит изменение тока в индуктивном элементе, стремится к нулю, и $i_L(t_2)\neq i_L(t_1)$, то средняя мощность изменения энергии магнитного поля стремится к бесконечности.

Так как цепей бесконечно большой мощности не существует, то изменение тока в индуктивном элементе скачком невозможно. Этот вывод и является законом коммутации для индуктивного элемента, который можно записать в следующем виде:

$$i_L(t_-)=i_L(t_+), \tag{5.1}$$

где t — момент времени, в который произошла коммутация в цепи.

Закон коммутации для емкостного элемента легко получить по аналогии с доказанным законом коммутации для индуктивного элемента. Действительно, сравнивая выражения для энергии магнитного поля индуктивного элемента $W_м=Li_L^2/2$ и энергии электрического поля емкостного элемента $W_э=Cu_C^2/2$ (2.13), видим, что относительно тока i_L и напряжения u_C они аналогичны. Следовательно, анализ энергетических процессов в емкостном элементе приведет к выводу: изменение напряжения на емкостном элементе скачком невозможно, т. е.

$$u_C(t_-)=u_C(t_+), \tag{5.2}$$

где t — момент времени, в который произошла коммутация в цепи.

Ток в индуктивном элементе $i_L(t_-)$ и напряжение на емкостном элементе $u_C(t_-)$ непосредственно перед коммутацией называются начальными условиями.

Если токи в индуктивных элементах и напряжения на емкостных элементах цепи в момент времени t_- равны нулю, т. е. $i_L(t_-)=0$; $u_C(t_-)=0$, то эти условия называются *нулевыми начальными условиями*. В противном случае они называются *ненулевыми начальными условиями*.

5.3. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ОДНИМ ИНДУКТИВНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

Рассмотрим несколько примеров переходных процессов, возникающих при коммутации в цепи постоянного тока с одним индуктивным элементом.

Подключение источника постоянного ЭДС к неразветвленной цепи с резистивным и индуктивным элементами. В цепи при замыкании ключа K в момент времени $t=0$ (рис. 5.1, *а*) появится ток i и напряжения на резистивном $u_r=ri$ (1.1) и индуктивном $u_L=L\,di/dt$ (2.3) элементах.

Составим дифференциальное уравнение цепи. По второму закону Кирхгофа (2.40)

$$u_L+u_r=L\,di/dt+ri=E, \tag{5.3}$$

т. е. получается неоднородное дифференциальное уравнение первого порядка.

Общее решение дифференциального уравнения (5.3) запишем в виде суммы двух составляющих:

$$i=i_у+i_{св}. \tag{5.4}$$

Решение справедливо для любого момента времени после коммутации, т. е. с момента $t=0_+$.

Первая составляющая в решении (5.4) называется *установившейся*. Это установившийся, т. е. постоянный ток в цепи после окончания переходного процесса (который теоретически продолжается бесконечно):

$$i_у = E/r. \qquad (5.5)$$

Непосредственной подстановкой легко убедиться, что это частное решение удовлетворяет неоднородному дифференциальному уравнению (5.3).

Вторая составляющая в (5.4) — общее решение однородного дифференциального уравнения цепи, т. е. уравнения

$$L\,di_{св}/dt + ri_{св} = 0, \qquad (5.6)$$

и называется *свободной*:

$$i_{св} = Ae^{pt}, \qquad (5.7)$$

где $p = -r/L$ — корень характеристического уравнения

$$Lp + r = 0. \qquad (5.8)$$

Таким образом, с учетом (5.5) и (5.7) общее решение (5.4) неоднородного дифференциального уравнения (5.3) имеет вид:

$$i = \frac{E}{r} + Ae^{-\frac{r}{L}t}. \qquad (5.9)$$

Осталось найти значение постоянной интегрирования A. Для этого обратимся к закону коммутации для индуктивного элемента (5.1) в момент времени замыкания ключа $t = 0$. Так как ток в индуктивном элементе не может измениться скачком, а до коммутации, т. е. в момент $t = 0_-$, он был равен нулю, то

$$i(0_-) = 0 = i(0_+) = \frac{E}{r} + A,$$

откуда

$$A = -E/r. \qquad (5.10)$$

Рис. 5.1.

Подставив это значение A в (5.9), получим закон нарастания тока в цепи (рис. 5.1, *б*);

$$i = \frac{E}{r}\left(1 - e^{-t/\tau}\right), \qquad (5.11)$$

где $\tau = L/r$ имеет размерность времени (Гн/Ом = с) и называется *постоянной времени* цепи по рис. 5.1, *а*. Постоянная времени определяет скорость нарастания тока и равна времени, за которое ток i достиг бы установившегося значения $i_у = E/r$, если бы скорость его изменения оставалась неизменной и равной начальному значению скорости $di/dt|_{t=0_+} = E/L$.

Переходный процесс часто можно считать практически закончившимся через интервал времени 3τ с момента коммутации, когда ток достигнет значения $i(3\tau) = 0{,}95E/r$, т. е. при коммутации в момент $t = 0$ при $t = 3\tau$.

Так как зависимость тока от времени найдена (5.11), то нетрудно определить и зависимости от времени напряжений на резистивном и индуктивном элементах (рис. 5.1, *б*):

$$u_r = ri = E\left(1 - e^{-t/\tau}\right),$$

$$u_L = L\frac{di}{dt} = Ee^{-t/\tau}.$$

При $0 \leqslant t < \tau$ скорость изменения тока в цепи можно считать приближенно постоянной и равной $\left.\frac{di}{dt}\right|_{t=0_+} = \frac{E}{L}$. Следовательно, в этом интервале времени при-

ближенно напряжение на резистивном элементе равно:

$$u_r \approx \frac{r}{L} Et = \frac{r}{L} \int_0^t E\, dt,$$

т. е. пропорционально интегралу напряжения источника ЭДС E. Такую цепь принято называть *интегрирующей цепью.*

При действии на входе цепи источника изменяющейся ЭДС e может оказаться, что в некоторые интервалы времени переходного процесса $u_r \gg u_L$. Для этих интервалов времени ток в цепи $i \approx e/r$, а напряжение на индуктивном элементе $u_L = L di/dt \approx \frac{L}{r}\frac{de}{dt}$ приближенно пропорционально скорости изменения напряжения источника ЭДС e. Имея это в виду, эту же цепь называют *дифференцирующей цепью.*

Закорачивание цепи катушки индуктивности с током. Рассмотрим переходный процесс в цепи катушки индуктивности с током, обладающей кроме индуктивности L также активным сопротивлением r, при замыкании ее накоротко ключом K. Подобные условия имеют место в обмотках электрических машин и аппаратов. Для этого представим катушку индуктивности схемой замещения в виде последовательного соединения индуктивного и резистивного элементов (рис. 5.2, *а*).

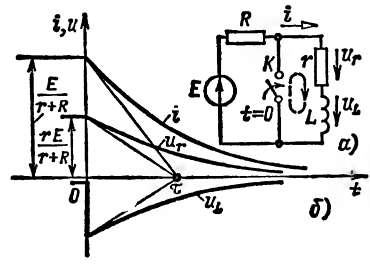


Рис. 5.2.

Запишем дифференциальное уравнение переходного процесса в цепи после замыкания ключа:

$$u_L + u_r = L\, di/dt + ri = 0. \qquad (5.12)$$

Так как дифференциальное уравнение (5.12) однородное [совпадает с уравнением (5.6)], то его общее решение содержит только свободную составляющую (5.7):

$$i = i_{\text{св}} = Ae^{-t/\tau}, \qquad (5.13)$$

где $\tau = L/r$ — постоянная времени цепи.

Осталось найти значение постоянной A. Для этого опять обратимся к закону коммутации для индуктивного элемента (5.1). Так как до замыкания ключа и, следовательно, в момент $t = 0_-$, в катушке был постоянный ток, равный $E/(r + R)$, то

$$i(0_-) = E/(r+R) = i(0_+) = A.$$

Подставив значение постоянной A в (5.13), получим ток в катушке индуктивности:

$$i = \frac{E}{r+R} e^{-t/\tau}. \qquad (5.14)$$

Ток в катушке индуктивности после коммутации (рис. 5.2, *б*) поддерживается за счет энергии, накопленной в ее магнитном поле.

Теперь можно определить и зависимости от времени напряжений на резистивном и индуктивном элементах (рис. 5.2, *б*):

$$u_r = ri = \frac{rE}{r+R} e^{-t/\tau};$$

$$u_L = L\frac{di}{dt} = -\frac{rE}{r+R} e^{-t/\tau}.$$

Размыкание цепи с катушкой индуктивности. При размыкании неразветвленной электрической цепи с катушкой индуктивности между размыкающимися контактами возникает дуговой разряд. Такой разряд наблюдается, например, в скользящих контактах электрического транспорта. Чтобы дугового разряда не было,

необходимо параллельно участку цепи между контактами включить резистор. На рис. 5.3, *а* приведена схема замещения электрической цепи, в которой катушка индуктивности представлена последовательным соединением индуктивного L и резистивного r элементов, а выключатель представлен в виде параллельного соединения идеального ключа и резистивного элемента R.

Составим по второму закону Кирхгофа дифференциальное уравнение цепи после размыкания ключа:

$$u_L+u_r+u_R=L\,di/dt+(r+R)\,i=E. \qquad (5.15)$$

Это дифференциальное уравнение полностью совпадает (с точностью до обозначений элементов) с уравнением (5.3). Следовательно, общее решение уравнения (5.15) такое же, как (5.3), т. е. аналогично (5.9)

$$i=i_y+i_{св}=\frac{E}{r+R}+Ae^{-\frac{r+R}{L}t}, \qquad (5.16)$$

где $i_y=E/(r+R)$ — установившаяся составляющая — постоянный ток в цепи после размыкания ключа.

Для определения постоянной A в (5.16) обратимся к закону коммутации для индуктивного элемента (5.1). До размыкания ключа, т. е. и при $t=0_-$, в катушке был постоянный ток E/r. Поэтому по закону коммутации

$$i(0_-)=\frac{E}{r}=i(0_+)=\frac{E}{r+R}+A,$$

откуда

$$A=\frac{E}{r}-\frac{E}{r+R}=\frac{RE}{r(r+R)}.$$

Рис. 5.3.

Подставив значение постоянной A в (5.16), найдем ток в цепи катушки индуктивности после размыкания ключа (рис. 5.3, *б*):

$$i=\frac{E}{r+R}\left(1+\frac{R}{r}e^{-t/\tau}\right), \qquad (5.17)$$

где $\tau=L/(r+R)$ — постоянная времени цепи.

Так как закон изменения тока в цепи найден (5.17), то нетрудно определить зависимости от времени напряжений на резистивных и индуктивном элементах (рис. 5.3, *б*):

$$u_r=ri=\frac{rE}{r+R}\left(1+\frac{R}{r}e^{-t/\tau}\right);$$

$$u_R=Ri=\frac{RE}{r+R}\left(1+\frac{R}{r}e^{-t/\tau}\right);$$

$$u_L=L\frac{di}{dt}=-\frac{R}{r}Ee^{-t/\tau}.$$

В первый момент времени после размыкания ключа ($t=0_+$) напряжение на резистивном элементе R скачком возрастает от нуля $u_R(0_-)=0$ до $u_R(0_+)=ER/r$. Поэтому при $R\gg r$ между контактами ключа появляется значительное напряжение, которое может вызвать дуговой разряд.

5.4. ПЕРЕХОДНЫЕ ПРОЦЕССЫ В ЦЕПИ ПОСТОЯННОГО ТОКА С ОДНИМ ЕМКОСТНЫМ ЭЛЕМЕНТОМ

Рассмотрим процессы, возникающие в цепи при зарядке и разрядке емкостного элемента.

Подключение источника постоянного напряжения к неразветвленной цепи с резистивным и емкостным элементами. Рассмотрим переходный процесс, возни-

кающий в цепи зарядки емкостного элемента от источника постоянного напряжения (рис. 5.4, *а*).

Составим по второму закону Кирхгофа дифференциальное уравнение цепи после замыкания ключа в момент $t = 0$ и учтем, что для резистивного элемента $u_r = ri$ (1.1) и для емкостного элемента $i = C\,du_C/dt$ (2.11):

$$u_r + u_C = ri + u_C = rC\,du_C/dt + u_C = E. \quad (5.18)$$

Общее решение неоднородного дифференциального уравнения (5.18) для напряжения на емкостном элементе представим в виде суммы двух составляющих:

$$u_C = u_{C\,у} + u_{C\,св}.$$

Первая составляющая соответствует установившемуся режиму:

$$u_{C\,у} = E, \quad (5.19)$$

так как зарядка емкостного элемента закончится, когда напряжение u_C будет равно напряжению источника.

Вторая составляющая соответствует свободному процессу. Так как дифференциальное уравнение (5.18) первого порядка, то

$$u_{C\,св} = Ae^{pt}, \quad (5.20)$$

где $p = -1/rC$ — корень характеристического уравнения $rCp + 1 = 0$.

Общее решение:

$$u_C = u_{C\,у} + u_{C\,св} = E + Ae^{-t/rC}. \quad (5.21)$$

Для определения значения постоянной A в (5.21) обратимся к закону коммутации для емкостного элемента (5.2). Будем считать, что до замыкания ключа, т. е. и в момент $t = 0_-$, емкостный элемент не был заряжен. Поэтому

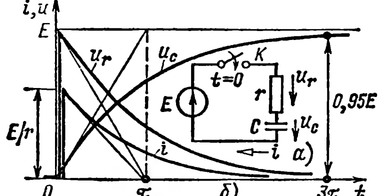


Рис. 5.4.

$$u_C(0_-) = 0 = u_C(0_+) = E + A,$$

откуда $A = -E$.

Подставив значение A в (5.21), найдем напряжение на емкостном элементе во время зарядки (рис. 5.4, *б*):

$$u_C = E\left(1 - e^{-t/\tau}\right), \quad (5.22)$$

где $\tau = rC$ имеет размерность времени (Ом·Ф = Ом·А·с/В = с) и называется *постоянной времени* цепи. Она, как и постоянная времени цепи по рис. 5.1, определяет скорость переходного процесса.

Так как зависимость напряжения на емкостном элементе от времени (5.22) найдена, то нетрудно определить зависимости от времени зарядного тока и напряжения на резистивном элементе (рис. 5.4, *б*):

$$i = C\frac{du_C}{dt} = \frac{E}{r}e^{-t/\tau}; \quad u_r = ri = Ee^{-t/\tau}.$$

Заметим, что в первый момент после замыкания ключа, т. е. при $t = 0_+$, ток в цепи $i(0_+) = E/r$; емкостный элемент в этот момент как бы коротко замкнут. Поэтому при малом значении r в цепи может наблюдаться значительный скачок тока.

При $0 \leqslant t < \tau$ скорость изменения напряжения на емкостном элементе можно приближенно считать постоянной $\left.\dfrac{du_C}{dt}\right|_{t=0_+} = \dfrac{E}{rC}$, а $u_C \approx \dfrac{E}{rC}t = \dfrac{1}{rC}\int\limits_0^t E\,dt$ пропорциональным интегралу напряжения источника ЭДС E.

Если на входе цепи действует источник изменяющейся ЭДС e, то может оказаться, что для моментов времени переходного процесса, в которые $u_r \ll u_C$, приближенно $u_C \approx e$, а $u_r = ri = rC\,du_C/dt \approx rC\,de/dt$ пропорционально скорости изменения напряжения источника. Следовательно, цепь с последовательным соединением

резистивного и емкостного элементов, так же как и цепь с последовательным соединением резистивного и индуктивного элементов, рассмотренную выше, при определенных условиях можно рассматривать и как интегрирующую и как дифференцирующую.

В большинстве случаев процесс зарядки можно считать практически закончившимся через интервал времени, равный 3τ. Этот интервал времени может быть достаточно большим (чем больше r и C, тем больше и τ), что широко используется, например, в реле времени — устройствах, срабатывающих по истечении определенного времени.

Разрядка емкостного элемента через резистивный элемент. В электрическом поле заряженного емкостного элемента сосредоточена энергия (2.13), за счет которой емкостный элемент в течение некоторого времени сам может служить источником энергии. После замыкания емкостного элемента, предварительно заряженного до напряжения $u_C = E$, на резистивный элемент с сопротивлением r (рис. 5.5, *а*) в цепи возникнет ток, обусловленный изменением заряда q емкостного элемента (2.11):

$$i = -dq/dt = -C\,du_C/dt, \qquad (5.23)$$

где знак минус указывает, что ток i — это ток разрядки в контуре, обозначенном на рисунке пунктиром, направленный навстречу напряжению на конденсаторе.

Составим дифференциальное уравнение для контура, обозначенного на рис. 5.5, *а* пунктиром, по второму закону Кирхгофа и учтем соотношение (5.23):

$$u_r - u_C = ri - u_C = rC\,du_C/dt + u_C = 0. \qquad (5.24)$$

Рис. 5.5.

Так как в цепи разрядки емкостного элемента нет источника ЭДС, то дифференциальное уравнение (5.24) однородное и его общее решение состоит только из свободной составляющей (5.20):

$$u_C = u_{C\,св} = Ae^{-t/rC}. \qquad (5.25)$$

Для определения постоянной A в (5.25) обратимся к закону коммутации для емкостного элемента (5.2). Так как до коммутации, т. е. и в момент $t = 0_-$, емкостный элемент был заряжен до напряжения источника, то

$$u_C(0_-) = E = u_C(0_+) = A.$$

Подставив значение постоянной A в (5.25), получим закон изменения напряжения при разрядке емкостного элемента (рис. 5.5, *б*):

$$u_C = Ee^{-t/\tau},$$

где $\tau = rC$ — постоянная времени цепи.

Разрядный ток найдем по (5.23):

$$i = -C\frac{du_C}{dt} = \frac{E}{r}e^{-t/\tau}.$$

Ток скачком изменяется от нуля до значения $i(0_+) = E/r$, а затем убывает по экспоненциальному закону (рис. 5.5, *б*).

5.5. РАЗРЯДКА ЕМКОСТНОГО ЭЛЕМЕНТА В ЦЕПИ С РЕЗИСТИВНЫМ И ИНДУКТИВНЫМ ЭЛЕМЕНТАМИ

Большое практическое значение имеет цепь разрядки емкостного элемента через последовательно соединенные индуктивный и резистивный элементы, например в генераторах импульсных напряжений с конденсаторами в качестве источников энергии.

Предположим, что емкостный элемент C (рис. 5.6) был сначала заряжен от источника постоянной ЭДС до напряжения, равного E (ключ K в положении *1*). Затем

ключ K переводится в положение 2 и емкостный элемент подключается к последовательно соединенным индуктивному L и резистивному r элементам (эти элементы практически могут быть элементами схемы замещения катушки индуктивности).

Емкостный элемент начинает разряжаться (ток разрядки i), его заряд q и напряжение u_C убывают. При этом энергия электрического поля емкостного элемента преобразуется в энергию магнитного поля индуктивного элемента и частично рассеивается в резистивном элементе. В зависимости от значений параметров элементов цепи процесс преобразования энергии может быть апериодическим или колебательным (см. § 2.21).

Рис. 5.6.

Запишем для контура, обозначенного пунктиром, дифференциальное уравнение по второму закону Кирхгофа:

$$-u_C+u_r+u_L=-u_C+ri+L\,di/dt=0. \qquad (5.26)$$

Так как положительные направления тока и напряжения на емкостном элементе противоположны, т. е. ток i — это ток разрядки, то, как и для цепи по рис. 5.5, *а*,

$$i=-C\,du_C/dt. \qquad (5.27)$$

После подстановки (5.27) в (5.26) получим однородное дифференциальное уравнение цепи второго порядка:

$$LC\,d^2u_C/dt^2+rC\,du_C/dt+u_C=0, \qquad (5.28)$$

характеристическое уравнение которого

$$LCp^2+rCp+1=0. \qquad (5.29)$$

Общее решение однородного дифференциального уравнения (5.28) состоит только из свободной составляющей:

$$u_C=u_{C\,\text{св}}=A_1e^{p_1t}+A_2e^{p_2t}, \qquad (5.30)$$

где

$$p_{1,2}=-\frac{r}{2L}\pm\sqrt{\frac{r^2}{4L^2}-\frac{1}{LC}}$$

— корни характеристического уравнения (5.29).

При $r^2/4L^2>1/LC$ оба корня характеристического уравнения действительные и разрядка емкостного элемента имеет *апериодический характер*; при $r^2/4L^2<1/LC$ корни комплексно сопряженные и разрядка имеет *колебательный характер*.

Рассмотрим сначала случай комплексно сопряженных корней характеристического уравнения:

$$p_{1,2}=-\delta\pm j\omega_0, \qquad (5.31)$$

где $\delta=r/2L$ — *коэффициент затухания*, а $\omega_0=\sqrt{1/LC-\delta^2}$ — *собственная угловая частота* колебательного процесса.

Подставив комплексные значения корней в (5.30), получим зависимости от времени при колебательном процессе напряжения на емкостном элементе, а затем по (5.27) разрядного тока:

$$u_C=e^{-\delta t}\left(A_1e^{j\omega_0t}+A_2e^{-j\omega_0t}\right); \qquad (5.32\text{а})$$

$$i=-C\frac{du_C}{dt}=-Ce^{-\delta t}\left[-\delta\left(A_1e^{j\omega_0t}+A_2e^{-j\omega_0t}\right)+j\omega_0\left(A_1e^{j\omega_0t}-A_2e^{-j\omega_0t}\right)\right]. \qquad (5.32\text{б})$$

Для определения постоянных интегрирования A_1 и A_2 обратимся, как и в других задачах, к законам коммутации для индуктивного (5.1) и емкостного (5.2) элементов. До коммутации и, в частности, в момент времени $t=0_-$, непосредственно предшествовавший коммутации, напряжение на емкостном элементе равнялось

ЭДС E источника, а тока в индуктивном элементе не было. Поэтому

$$u_C(0_-)=E=u_C(0_+)=A_1+A_2,$$

$$i(0_-)=0=i(0_+)=C[\delta(A_1+A_2)-j\omega_0(A_1-A_2)],$$

откуда

$$A_1=E(\delta+j\omega_0)/2j\omega_0;\quad A_2=E(j\omega_0-\delta)/2j\omega_0.$$

Подставим эти значения в (5.32а) и учтем, что по формуле Эйлера (2.25)

$$e^{\pm j\omega_0 t}=\cos\omega_0 t\pm j\sin\omega_0 t.$$

В результате получим зависимость изменения напряжения на емкостном элементе от времени в виде

$$u_C=\frac{E}{\omega_0}e^{-\delta t}(\omega_0\cos\omega_0 t+\delta\sin\omega_0 t). \tag{5.33}$$

Сумму косинусоидальной и синусоидальной функций можно заменить одной синусоидальной функцией. Для этого положим, что отношение $\omega_0/\delta=\operatorname{tg}\psi$, т. е. будем считать, что ω_0 и δ — катеты прямоугольного треугольника (рис. 5.7), гипотенуза которого

$$\sqrt{\omega_0^2+\delta^2}=\sqrt{1/LC-\delta^2+\delta^2}=1/\sqrt{LC}.$$

Разделив и умножив (5.33) на $1/\sqrt{LC}$, получим:

$$u_C=\frac{E}{\omega_0\sqrt{LC}}e^{-\delta t}\sin(\omega_0 t+\psi), \tag{5.34}$$

и по (5.27) разрядный ток

$$i=-C\frac{du_C}{dt}=\frac{E}{\omega_0 L}e^{-\delta t}\sin\omega_0 t. \tag{5.35}$$

Зависимости (5.34) и (5.35) показывают, что напряжение емкостного элемента и разрядный ток можно рассматривать как синусоидально изменяющиеся во времени величины, но с амплитудами, уменьшающимися по экспоненциальному закону при постоянной времени $\tau=1/\delta=2L/r$.

Для построения соответствующих зависимостей можно сначала построить вспомогательные экспоненты $\pm\frac{E}{\omega_0\sqrt{LC}}e^{-\delta t}$ для напряжения (рис. 5.8) и $\pm\frac{E}{\omega_0 L}e^{-\delta t}$ для тока.

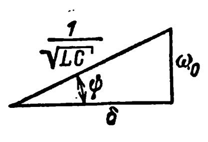


Рис. 5.7.

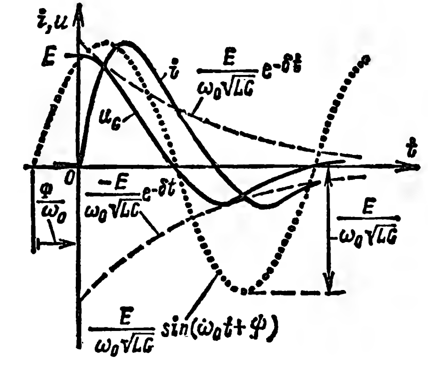


Рис. 5.8.

Кривые изменения напряжения и тока (рис. 5.8) должны вписаться в пределы, ограниченные указанными вспомогательными экспонентами. Для нахождения характерных точек кривой изменения напряжения на емкостном элементе, таких как $u_C(0)=E$ и $u_C(t)=0$, на рисунке показана точками вспомогательная кривая — синусоида.

Рассмотрим теперь случай действительных отрицательных корней $p_{1,2}$ характеристического уравнения (5.29).

Если $r^2/4L^2 > 1/LC$, то действительные корни имеют различные значения, причем $p_2 < p_1 < 0$. Для нахождения A_1 и A_2 в общем решении (5.30) воспользуемся аналогично предыдущему законами коммутации для емкостного и индуктивного элементов:

$$u_C(0_-) = E = u_C(0_+) = A_1 + A_2;$$

$$i(0_-) = 0 = i(0_+) = C\left.\frac{du_C}{dt}\right|_{t=0_+} = C(p_1A_1 + p_2A_2),$$

т. е.

$$A_1 = \frac{p_2E}{p_2 - p_1} > 0, \quad A_2 = \frac{p_1E}{p_1 - p_2} < 0.$$

Подставив найденные значения постоянных интегрирования в (5.30), получим зависимости напряжения на емкостном элементе:

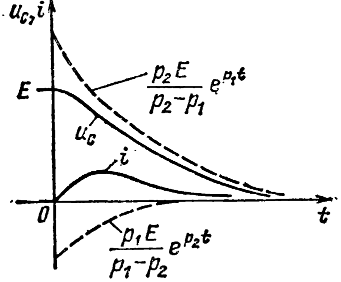


Рис. 5.9.

$$u_C = \frac{p_2E}{p_2 - p_1}e^{p_1t} + \frac{p_1E}{p_1 - p_2}e^{p_2t}$$

и тока разрядки:

$$i = -C\frac{du_C}{dt} = -\frac{p_1p_2EC}{p_2 - p_1}\left(e^{p_1t} - e^{p_2t}\right).$$

Кривые изменения напряжения и тока показаны на рис. 5.9, где пунктиром нанесены также вспомогательные экспоненты. В течение всего переходного процесса напряжение и ток не изменяют знака, т. е. разрядка емкостного элемента апериодическая.

Для предельного случая апериодического процесса, если $r^2/4L^2 = 1/LC$, характеристическое уравнение имеет два одинаковых действительных корня $p_1 = p_2 = p = -r/2L$ (кратные корни). При кратных корнях общее решение дифференциального уравнения (5.28) отличается от (5.30) и имеет вид:

$$u_C = (A_1 + A_2t)\,e^{pt},$$

где постоянные A_1 и A_2 определяются на основании законов коммутации. Зависимости напряжения на емкостном элементе и тока для предельного апериодического процесса разрядки

$$u_C = E\left(1 + \frac{r}{2L}t\right)e^{-\frac{r}{2L}t};$$

$$i = \frac{E}{L}te^{-\frac{r}{2L}t}.$$

5.6. ПОДКЛЮЧЕНИЕ НЕРАЗВЕТВЛЕННОЙ ЦЕПИ С ИНДУКТИВНЫМ, РЕЗИСТИВНЫМ И ЕМКОСТНЫМ ЭЛЕМЕНТАМИ К ИСТОЧНИКУ ПОСТОЯННОЙ ЭДС

Для неразветвленной цепи с индуктивным, резистивным и емкостным элементами и источником постоянной ЭДС (рис. 5.10, *а*) дифференциальное уравнение цепи неоднородное. Поэтому переходный процесс можно рассматривать как наложение установившегося и свободного процессов. Так, для напряжения на емкостном элементе

$$u_C = u_{C\text{у}} + u_{C\,\text{св}},$$

где составляющая свободного процесса совпадает с (5.30), а составляющая установившегося процесса $u_{C\text{у}} = E$, т. е. общее решение для напряжения

$$u_C = E + A_1e^{p_1t} + A_2e^{p_2t}, \tag{5.36а}$$

а зарядный ток

$$i = C\frac{du_C}{dt} = p_1CA_1e^{p_1t} + p_2CA_2e^{p_2t}. \qquad (5.36б)$$

До замыкания ключа напряжения на емкостном элементе и тока в цепи не было. Поэтому в соответствии с законами коммутации получим для момента включения ключа ($t=0$) два уравнения для определения двух постоянных A_1 и A_2:

$$u_C(0_-) = 0 = u_C(0_+) = E + A_1 + A_2;$$

$$i(0_-) = 0 = i(0_+) = p_1A_1 + p_2A_2,$$

откуда

$$A_1 = p_2E/(p_1 - p_2), \quad A_2 = p_1E/(p_2 - p_1).$$

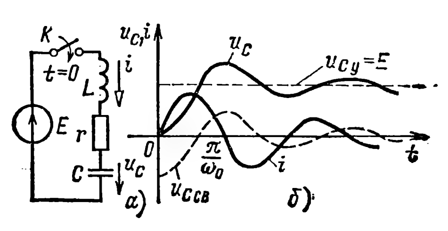


Рис. 5.10.

Ограничимся здесь анализом колебательного (5.31) процесса зарядки. Выполнив преобразования, аналогичные переходу от (5.33) к (5.34), получим зависимости изменения во времени напряжения на емкостном элементе и зарядного тока (рис. 5.10, *б*):

$$u_C = u_{C\,y} + u_{C\,св} = E - \frac{E}{\omega_0\sqrt{LC}}e^{-\delta t}\sin(\omega_0t + \psi);$$

$$i = C\frac{du_C}{dt} = \frac{E}{\omega_0L}e^{-\delta t}\sin\omega_0t.$$

Напряжение на емкостном элементе достигает наибольшего значения в момент времени $t = \pi/\omega_0$. Оно тем больше, чем постоянная времени $\tau = 1/\delta$ больше периода собственных колебаний $T_0 = 2\pi/\omega_0$, и в пределе может превышать почти в 2 раза установившееся напряжение. Такое перенапряжение может быть опасно для изоляции высоковольтных установок. Чтобы исключить перенапряжение, нужно осуществить апериодический режим зарядки, например включить последовательно в цепь добавочный резистор.

5.7. ПОДКЛЮЧЕНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО СОЕДИНЕНИЯ ИНДУКТИВНОГО И РЕЗИСТИВНОГО ЭЛЕМЕНТОВ К ИСТОЧНИКУ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ЭДС

В цепи, состоящей из последовательно соединенных индуктивного элемента L и резистивного элемента с сопротивлением r (рис. 5.11, *а*) и подключенной к источнику синусоидальной ЭДС $e = u = U_m\sin(\omega t + \psi_u)$, при установившемся режиме синусоидальной ток (см. § 2.11)

$$i_y = I_m\sin(\omega t + \psi_u - \varphi),$$

где $I_m = U_m/\sqrt{r^2 + (\omega L)^2}$ — амплитуда тока; $\varphi = \operatorname{arctg}(\omega L/r)$ — аргумент комплексного сопротивления цепи; ψ_u — начальная фаза ЭДС источника.

Дифференциальное уравнение цепи первого порядка такое же, как (5.3):

$$u_L + u_r = L\frac{di}{dt} + ri = e.$$

Поэтому свободная составляющая тока $i_{св} = Ae^{pt}$ и общее решение:

$$i = i_y + i_{св} = I_m\sin(\omega t + \psi_u - \varphi) + Ae^{-\frac{r}{L}t}.$$

На основании закона коммутации для индуктивного элемента (5.1) в момент коммутации ($t=0$)

$$i(0_-) = 0 = i(0_+) = I_m\sin(\psi_u - \varphi) + A,$$

откуда

$$A = -I_m \sin(\psi_u - \varphi).$$

Подставив значение постоянной в общее решение, найдем зависимость тока от времени:

$$i = i_у + i_{св} = I_m \sin(\omega t + \psi_u - \varphi) - I_m \sin(\psi_u - \varphi)\, e^{-t/\tau},$$

где $\tau = L/r$ — постоянная времени цепи.

Таким образом, во время переходного процесса ток в цепи состоит из синусоидальной составляющей и свободной составляющей, убывающей экспоненциально (рис. 5.11, *б*). Практически через интервал времени 3τ после замыкания ключа свободной составляющей можно пренебречь.

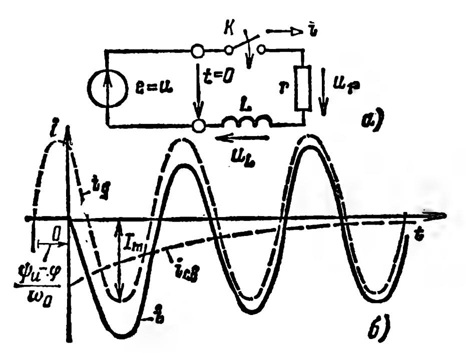


Рис. 5.11.

Если момент коммутации ($t = 0$) выбран так, что начальная фаза напряжения источника $\psi_u = \varphi$, то свободная составляющая тока равна нулю, т. е. переходного процесса нет и в цепи сразу устанавливается синусоидальный ток.

Ток в цепи во время переходного процесса может достигнуть максимального значения, почти в 2 раза превышающего амплитуду I_m синусоидальной составляющей. Если постоянная времени велика по сравнению с периодом синусоидальной составляющей тока и начальная фаза напряжения источника $\psi_u = \varphi + \pi/2$, то примерно наибольшее значение свободной составляющей тока равно I_m, и в момент времени $t \approx T/2$ значение тока близко к $2I_m$.

Аналогично рассчитывается переходный процесс при подключении источника синусоидального напряжения к цепи с последовательно соединенными резистивным и емкостным элементами и в других случаях. И здесь переходный процесс зависит от начальной фазы напряжения источника: он отсутствует при $\psi_u = \varphi + \pi/2$, где $\varphi = \mathrm{arctg}\left(\frac{-x_C}{r}\right) < 0$, и выражен наиболее сильно при $\psi_u = \varphi$, когда максимальное напряжение на емкостном элементе может почти в 2 раза превысить амплитуду установившегося напряжения. Такое перенапряжение может привести к пробою изоляции в высоковольтных установках.

5.8. ГЕНЕРАТОР ПИЛООБРАЗНОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Переходный процесс служит основным рабочим режимом электрической цепи во многих электротехнических устройствах, например в генераторах пилообразного напряжения. Такие генераторы применяются, например, в электронных осциллографах для развертки осциллограммы вдоль оси абсцисс — оси времени. На рис. 5.12,*а* приведена простейшая схема генератора пилообразного напряжения. При замыкании ключа *K* в момент времени $t_0 = 0$ к цепи, состоящей из последовательно соединенных резистивного *r* и емкостного *C* элементов, подключается источник постоянного напряжения *E*. Ветвь с резистивным элементом *R* отключена, так как нет разряда между электродами газоразрядной лампы. В цепи возникает переходный процесс (см. рис. 5.4, *б*), при котором напряжение на емкостном элементе нарастает по закону (5.22):

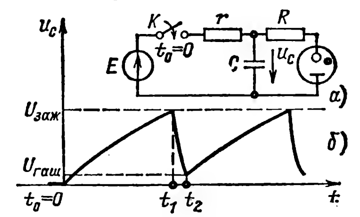


Рис. 5.12.

$$u_C = E(1 - e^{-t/rC}).$$

В момент времени $t = t_1$ напряжение на емкостном элементе достигает значения $U_{заж}$ — напряжения зажигания газоразрядной лампы и емкостный элемент начинает разряжаться (рис. 5.12, *б*).

Если время зарядки емкостного элемента $\Delta t = t_1 - t_0$ значительно меньше постоянной времени $\tau = rC$, то можно приближенно считать, что скорость изменения напряжения u_C постоянная и равна:

$$du_C/dt\,|_{t=t_0} = E/rC,$$

т. е. зависимость $u_C(t)$ в интервале времени Δt близка к линейной: $u_C \approx \frac{E}{rC}(t - t_0)$.

Параметры элементов разрядной цепи (т. е. сопротивление R) подбираются такими, при которых длительность разрядки емкостного элемента $t_2 - t_1$ значительно меньше времени зарядки Δt. К моменту времени t_2 напряжение на емкостном элементе уменьшается до значения напряжения гашения $U_{гаш}$, при котором разряд между электродами в лампе прекратится. Начиная с этого момента емкостный элемент вновь начнет заряжаться от источника постоянной ЭДС. Напряжение u_C снова увеличивается по закону, близкому к линейному, до тех пор, пока не достигнет значения $U_{заж}$. В дальнейшем периодический процесс зарядки и разрядки емкостного элемента продолжается до тех пор, пока не будет разомкнут ключ K.

Изменяя значения параметров r и C зарядной цепи, можно регулировать параметры пилообразных импульсов, т. е. линейность нарастания напряжения u_C и длительность импульсов.

ГЛАВА ШЕСТАЯ

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПОСТОЯННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛОЙ

6.1. ЭЛЕМЕНТЫ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ

Магнитной цепью (магнитопроводом) называется совокупность различных ферромагнитных и неферромагнитных частей электротехнических устройств для создания магнитных полей нужной конфигурации и интенсивности.

В зависимости от принципа действия электротехнического устройства магнитное поле может возбуждаться либо постоянным магнитом, либо катушкой с током, расположенной в той или иной части магнитной цепи.

К простейшим магнитным цепям относится тороид из однородного ферромагнитного материала (рис. 6.1). Такие магнитопроводы применяются в многообмоточных трансформаторах, магнитных усилителях, в элементах ЭВМ и других электротехнических устройствах.

На рис. 6.2 показана более сложная магнитная цепь электромеханического устройства, подвижная часть которого втягивается в электромагнит при постоянном (или переменном) токе в катушке. Сила притяжения зависит от положения подвижной части магнитопровода.

На рис. 6.3 изображена магнитная цепь, в которой магнитное поле возбуждается постоянным магнитом. Если подвижная катушка, расположенная на ферромагнитном цилиндре, включена в цепь постоянного тока, то на нее действует вращающий момент. Поворот катушки с током не влияет на магнитное поле магнитной цепи. Такая

магнитная цепь есть, например, в измерительных приборах магнитоэлектрической системы.

Рассмотренные магнитные цепи, как и другие возможные конструкции, можно разделить на *неразветвленные магнитные цепи* (рис. 6.1 и 6.3), в которых магнитный поток в любом сечении цепи одинаков, и *разветвленные магнитные цепи* (рис. 6.2), в которых маг-

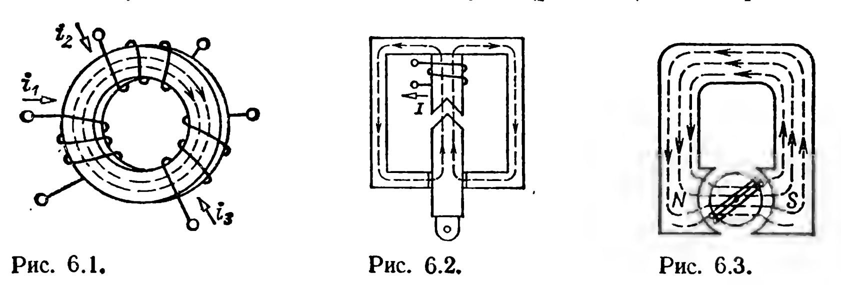


Рис. 6.1. Рис. 6.2. Рис. 6.3.

нитные потоки в различных сечениях цепи различны. В общем случае разветвленные магнитные цепи могут быть сложной конфигурации, например в электрических двигателях, генераторах и других устройствах.

В большинстве случаев магнитную цепь следует считать нелинейной, и лишь при определенных допущениях и определенных режимах работы магнитную цепь можно считать линейной.

6.2. ЗАКОН ПОЛНОГО ТОКА ДЛЯ МАГНИТНОЙ ЦЕПИ С ПОСТОЯННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩЕЙ СИЛОЙ

Закон полного тока получен на основании многочисленных опытов. Этот закон устанавливает, что *интеграл от напряженности магнитного поля по любому контуру* (циркуляция вектора напряженности) *равен алгебраической сумме токов, сцепленных с этим контуром*:

$$\oint\limits_{l} H\,dl = \sum I, \qquad (6.1)$$

причем положительными следует считать те токи, направление которых соответствует обходу контура по направлению движения часовой стрелки (правило буравчика). В частности, для контура на рис. 6.4 по закону полного тока

$$\oint\limits_{l} H\,dl = I_1 + I_2 - I_3 + I_4.$$

Величина ΣI в (6.1) называется *магнитодвижущей силой* (сокращенно МДС).

Основной единицей измерения магнитодвижущей силы в системе СИ является ампер (А). Основная единица измерения напряженности магнитного поля в системе СИ — *ампер на метр* (А/м) — особого наименования не имеет. Часто применяется также единица, кратная основной единице напряженности магнитного поля, ампер на сантиметр, 1 А/см = 100 А/м.

Магнитную цепь большинства электротехнических устройств можно представить состоящей из совокупности участков, в пределах каждого из которых можно считать магнитное поле однородным, т. е. с постоянной напряженностью, равной напряженности магнитного поля H_k вдоль средней линии участка длиной l_k. Для таких магнитных цепей можно заменить интегрирование в (6.1) суммированием.

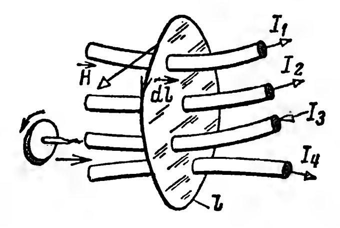


Рис. 6.4.

Если при этом магнитное поле возбуждается катушкой с током I, у которой w витков, то для контура магнитной цепи, сцепленного с витками и состоящего из n участков, вместо (6.1) можно записать:

$$\sum_{k=1}^{n} H_k l_k = Iw. \tag{6.2а}$$

Если контур сцеплен с витками m катушек с токами, то

$$\sum_{k=1}^{n} H_k l_k = \sum_{p=1}^{m} I_p w_p = \sum_{p=1}^{m} F_p, \tag{6.2б}$$

где $F_p = I_p w_p$ — МДС

Таким образом, согласно закону полного тока МДС F равна сумме произведений напряженностей магнитного поля на длины соответствующих участков для контура магнитной цепи. Произведение $H_k l_k = U_{мk}$ часто называют *магнитным напряжением* участка магнитной цепи.

6.3. СВОЙСТВА ФЕРРОМАГНИТНЫХ МАТЕРИАЛОВ

Магнитное состояние любой точки изотропной среды, т. е. среды с одинаковыми свойствами во всех направлениях, вполне определяется *вектором напряженности магнитного поля* $\boldsymbol{H}$ *и вектором магнитной индукции* $\boldsymbol{B}$, которые совпадают друг с другом по направлению.

Основная единица измерения магнитной индукции в системе СИ называется *тесла* (Тл): 1 Тл = 1 Вб/м^2 = 1 В·с/м^2. Это индукция такого однородного магнитного поля, в котором магнитный поток Ф (см. § 2.3) через поверхность площадью 1 м^2, перпендикулярную направлению магнитных линий поля, равен одному веберу (Вб).

В вакууме индукция и напряженность магнитного поля связаны простым соотношением: $B = \mu_0 H$, где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м — *магнитная постоянная*. Для ферромагнитных материалов зависимость индукции от напряженности магнитного поля $B(H)$ в общем случае нелинейная.

Для того чтобы экспериментально исследовать магнитные свойства ферромагнитного материала, необходимо все измерения производить на образце, в котором магнитное поле однородное. Таким образцом может быть тороид, изготовленный из исследуемого ферромаг-

нитного материала (рис. 6.5), длина магнитных линий в котором много больше его поперечных размеров (тонкостенный тороид). На тороиде находится равномерно навитая обмотка с числом витков w.

Можно считать, что в тороиде из ферромагнитного изотропного материала с плотно намотанными витками все магнитные линии — окружности, а векторы напряженности и индукции магнитного поля направлены по касательной к соответствующей окружности. Так, на рис. 6.5 показана средняя магнитная линия и векторы $\boldsymbol{H}$ и $\boldsymbol{B}$ в одной из ее точек.

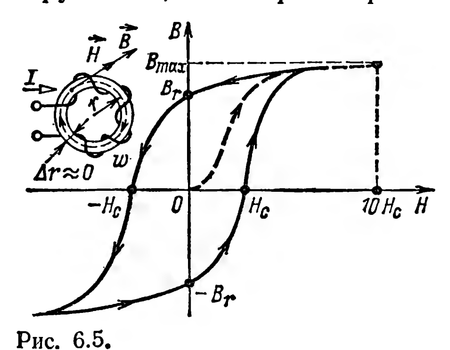


Рис. 6.5.

При расчете напряженности и индукции магнитного поля в тонкостенном тороиде можно считать, что все магнитные линии имеют одинаковую длину, равную длине средней линии $2\pi r$.

Предположим, что ферромагнитный материал тонкостенного тороида полностью размагничен и тока I в обмотке нет ($B = 0$ и $H = 0$). Если теперь плавно увеличивать постоянный ток I в обмотке катушки, то в ферромагнитном материале возникнет магнитное поле, напряженность которого определяется законом полного тока (6.1):

$$H = Iw/2\pi r. \qquad (6.3)$$

Каждому значению напряженности H магнитного поля в тонкостенном тороиде соответствует определенная намагниченность ферромагнитного материала, а следовательно, и соответствующее значение магнитной индукции B.

Если начальное магнитное состояние материала тонкостенного тороида характеризуется значениями $H = 0$, $B = 0$, то при плавном нарастании тока получим нелинейную зависимость $B(H)$, которая называется *кривой первоначального намагничивания* (рис. 6.5, штриховая линия). Начиная с некоторых значений напряженности H магнитного поля индукция B в тонкостенном ферромагнитном тороиде практически перестает увеличиваться и остается равной B_{max}. Эта область зависимости $B(H)$ называется областью *технического насыщения*.

Если, достигнув насыщения, начать плавно уменьшать постоянный ток в обмотке, т. е. уменьшать напряженность поля (6.3), то индукция также начнет уменьшаться. Однако зависимость $B(H)$ уже не совпадет с кривой первоначального намагничивания. Изменив направление тока в обмотке и увеличивая его значение, получим новый участок зависимости $B(H)$. При значительных отрицательных значениях напряженности магнитного поля снова наступит техническое насыщение ферромагнитного материала. Если теперь продолжить эксперимент: сначала уменьшать ток обратного направления, затем увеличивать ток прямого направления до насыщения и т. д., то после несколь-

ких циклов перемагничивания для зависимости $B(H)$ будет получена симметричная кривая (рис. 6.5, сплошная линия). Этот замкнутый цикл $B(H)$ называется *предельной статической петлей гистерезиса* (или предельным статическим циклом гистерезиса) ферромагнитного материала. Если во время симметричного перемагничивания область технического насыщения не достигается, то симметричная кривая $B(H)$ называется *симметричной частной петлей гистерезиса* ферромагнитного материала.

Предельный статический цикл гистерезиса ферромагнитных материалов характеризуется следующими параметрами (рис. 6.5): H_c — *коэрцитивной силой.* B_r — *остаточной индукцией и* $k_{\square} = B_r/B_{H-10H_c}$ — *коэффициентом прямоугольности.*

По значению параметра H_c предельного статического цикла гистерезиса ферромагнитные материалы делятся на группы:

1) магнитные материалы с малыми значениями коэрцитивной силы $H_c < 0{,}05 \div 0{,}01$ А/м называются *магнитно-мягкими*;

2) магнитные материалы с большими значениями коэрцитивной силы $H_c > 20 \div 30$ кА/м называются *магнитно-твердыми.*

Магнитно-твердые материалы используются для изготовления постоянных магнитов, а магнитно-мягкие — при изготовлении магнитопроводов электротехнических устройств, работающих в режиме перемагничивания по предельному или частным циклам.

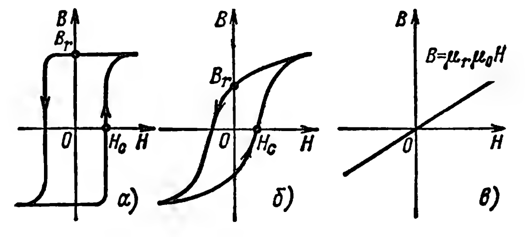


Рис. 6.6

Магнитно-мягкие материалы в свою очередь делятся на три типа: магнитные материалы с прямоугольной предельной статической петлей гистерезиса, у которых коэффициент прямоугольности $k_{\square} > 0{,}95$ (рис. 6.6, *а*); магнитные материалы с округлой предельной статической петлей гистерезиса, у которых коэффициент прямоугольности $0{,}4 < k_{\square} < 0{,}7$ (рис. 6.6, *б*); магнитные материалы с линейными свойствами, у которых зависимость $B(H)$ линейная: $B = \mu_r\mu_0H$ (рис. 6.6, *в*), где μ_r — *относительная магнитная проницаемость.*

Все типы магнитных характеристик ферромагнитных материалов могут быть получены на образцах, изготовленных либо из различных ферромагнитных сплавов, либо из ферромагнитной керамики (ферриты). Ценное свойство ферритов в отличие от ферромагнитных сплавов — их высокое удельное электрическое сопротивление.

Магнитопроводы из ферромагнитных материалов с прямоугольным предельным статическим циклом гистерезиса применяются в оперативной памяти цифровых электронных вычислительных машин, магнитных усилителях и других устройствах автоматики. Ферромагнитные материалы с округлым предельным статическим циклом гистерезиса используются при изготовлении магнитопроводов электрических машин и аппаратов. Магнитопроводы этих устройств обычно работают

в режиме перемагничивания по симметричным частным циклам. При расчете магнитопроводов таких электротехнических устройств симметричные частные циклы заменяют *основной кривой намагничивания* ферромагнитного материала, которая представляет собой геометрическое место вершин симметричных частных циклов тонкостенного ферромагнитного тороида (рис. 6.7), полученных при синусоидальном токе низкой частоты в обмотке.

Рис. 6.7.

По основной кривой намагничивания ферромагнитного материала определяют зависимость *абсолютной магнитной проницаемости*

$$\mu_a = \mu_r \mu_0 = B/H \tag{6.4}$$

от напряженности H магнитного поля, которая показана на рис. 6.7 пунктиром.

На рис. 6.8 приведены основные кривые намагничивания некоторых электротехнических сталей, используемых в электрических машинах, трансформаторах и других устройствах, чугуна и пермаллоя.

Из ферромагнитных материалов с линейными свойствами изготовляют участки магнитопроводов для катушек индуктивности колебательных контуров с высокой добротностью. Такие контуры применя-

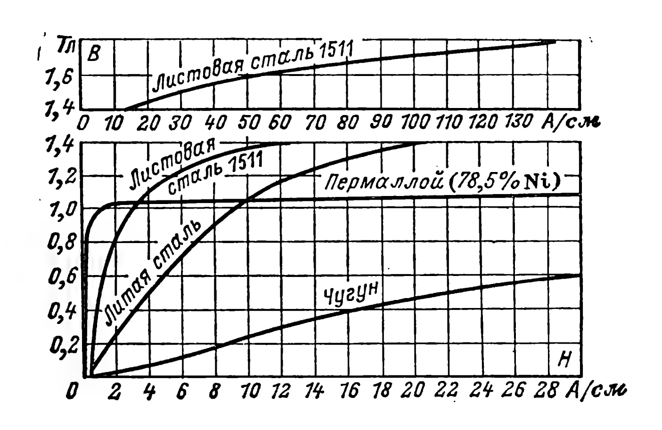


Рис. 6.8.

ются в различных радиотехнических устройствах (приемниках, передатчиках), в малогабаритных антеннах средств связи и т. д.

Если участок магнитопровода с площадью поперечного сечения S нельзя считать тонкостенным, то расчет часто все же можно вести, пользуясь средними значениями индукции $B_{ср} = \Phi/S$ и напряженности $H_{ср}$ магнитного поля (на средней магнитной линии). Например, для тороида с прямоугольной формой поперечного сечения, внутренним радиусом r_1, внешним радиусом r_2 и высотой h изготовленного из

магнитного материала с линейными свойствами, т. е. при $B = \mu_r\mu_0 H$ (см. рис. 6.6, *в*),

$$H_{ср} = \frac{wI}{2\pi r_{ср}} = \frac{wI}{\pi(r_1 + r_2)};$$

$$B_{ср} = \frac{\Phi}{S} = \frac{\mu_r\mu_0}{r_2 - r_1} \int_{r_1}^{r_2} \frac{wI}{2\pi r}\, dr = \frac{\mu_r\mu_0 wI}{(r_2 - r_1)\cdot 2\pi} \ln\frac{r_2}{r_1},$$

где $\Phi = h\int_{r_1}^{r_2} B\,dr = \mu_r\mu_0 h \int_{r_1}^{r_2} H\,dr$ и H — по (6.3), $S = h(r_2 - r_1)$.

Из полученных выражений следует, что

$$B_{ср} = \frac{\mu_r\mu_0(r_1 + r_2)}{2(r_2 - r_1)} \ln\frac{r_2}{r_1} H_{ср}.$$

В дальнейшем для упрощения расчетов неоднородность магнитного поля в поперечном сечении каждого участка магнитопровода учитывать не будем и будем считать, что поле в каждом участке однородное и определяется значениями напряженности и индукции на средней магнитной линии.

6.4. НЕРАЗВЕТВЛЕННАЯ МАГНИТНАЯ ЦЕПЬ

Задачей расчета неразветвленной магнитной цепи в большинстве случаев является определение МДС $F = Iw$, необходимой для того, чтобы получить заданные значения магнитного потока или магнитной индукции в некотором участке магнитопровода (чаще всего в воздушном зазоре).

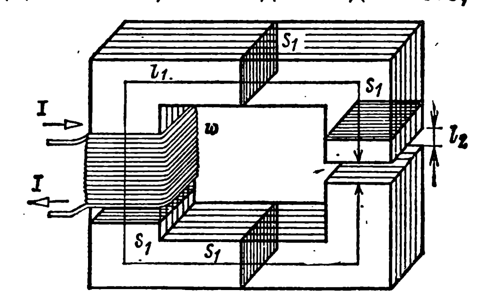


Рис. 6.9.

На рис. 6.9 приведен пример *неразветвленной магнитной цепи* — магнитопровод постоянного поперечного сечения S_1 с зазором. На этом же рисунке указаны другие геометрические размеры обоих участков магнитопровода: средняя длина l_1 магнитной линии первого участка из ферромагнитного материала и длина l_2 второго участка — воздушного зазора. Магнитные свойства ферромагнитного материала заданы основной кривой намагничивания $B(H)$ (рис. 6.10) и тем самым по (6.4) зависимостью $\mu_a(H)$.

По закону полного тока (6.2)

$$\sum_{k=1}^{2} H_k l_k = H_1 l_1 + H_2 l_2 = Iw = F, \tag{6.5}$$

где H_1 и H_2 — напряженности магнитного поля в первом и втором участках.

В воздушном зазоре значения магнитной индукции B_2 и напряженности H_2 связаны простым соотношением $B_2 = \mu_0 H_2$, а для участка из ферромагнитного материала $B_1 = \mu_{a1} H_1$. Кроме того, в неразветвленной магнитной цепи магнитный поток одинаков в любом поперечном сечении магнитопровода:

$$\Phi = B_1 S_1 = B_2 S_2, \qquad (6.6)$$

где S_1 и S_2 — площади поперечного сечения участка из ферромагнитного материала и воздушного зазора.

Если задан магнитный поток Ф, то по (6.6) найдем значения индукций B_1 и B_2. Напряженность поля H_1 определим по основной кривой намагничивания (рис. 6.10), а $H_2 = B_2/\mu_0$. Далее по (6.5) вычислим необходимое значение МДС.

Сложнее обратная задача: расчет магнитного потока при заданной МДС F.

Заменив в (6.5) напряженности магнитного поля значениями индукции, получим:

$$\frac{B_1}{\mu_{a1}} l_1 + \frac{B_2}{\mu_0} l_2 = Iw = F,$$

или с учетом (6.6)

$$\Phi\left(\frac{l_1}{S_1\mu_{a1}} + \frac{l_2}{S_2\mu_0}\right) = \Phi\,(r_{м1} + r_{м2}) = \Phi \sum_{k=1}^{2} r_{мk} = Iw = F, \qquad (6.7)$$

где $r_{мk} = l_k/S_k\mu_{ak}$ — *магнитное сопротивление* k-го участка магнитной цепи, причем магнитное сопротивление k-го участка нелинейное, если зависимость $B\,(H)$ для этого участка нелинейная (рис. 6.10), т. е. $\mu_{ak} \neq \mathrm{const}$.

Рис. 6.10

Для нелинейного магнитного сопротивления $r_м$ можно построить *вебер-амперную характеристику* — зависимость магнитного потока Ф от магнитного напряжения $U_м$ на соответствующем участке магнитопровода. Вебер-амперная характеристика участка магнитопровода рассчитывается по основной кривой намагничивания ферромагнитного материала $B\,(H)$. Чтобы построить вебер-амперную характеристику, нужно ординаты и абсциссы всех точек основной кривой намагничивания умножить соответственно на площадь поперечного сечения участка S и его среднюю длину l.

На рис. 6.11 приведены вебер-амперные характеристики $\Phi\,(U_{м1})$ для нелинейного магнитного сопротивления $r_{м1}$ (ферромагнитного участка) и $\Phi\,(U_{м2})$ для линейного магнитного сопротивления $r_{м2} = l_2/S_2\mu_0$ (воздушного зазора) магнитопровода по рис. 6.9.

Между расчетами нелинейных электрических цепей постоянного тока и магнитных цепей с постоянными МДС нетрудно установить аналогию. Действительно, из уравнения (6.7) следует, что магнитное напряжение на участке магнитной цепи равно произведению магнитного сопротивления участка на магнитный поток $U_м = r_м\Phi$. Эта зависимость аналогична закону Ома для резистивного элемента электри-

ческой цепи постоянного тока $U = rI$ (1.1). Сумма магнитных напряжений в контуре магнитной цепи равна сумме МДС этого контура $\Sigma U_м = \Sigma F$ (6.2б), что аналогично второму закону Кирхгофа для электрических цепей постоянного тока $\Sigma U = \Sigma E$ (1.8).

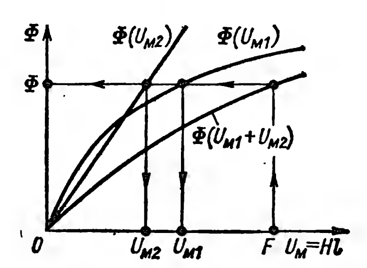


Рис. 6.11.

Продолжая дальше аналогию между электрическими цепями постоянного тока и магнитными цепями с постоянными МДС, представим неразветвленную магнитную цепь (рис. 6.9) схемой замещения (рис. 6.12, *а*). Эта схема замещения и схема замещения нелинейной электрической цепи с последовательным соединением элементов (см. рис. 1.31) полностью аналогичны (с точностью до обозначения параметров элементов). Следовательно, для анализа неразветвленных магнитных цепей (а также и разветвленных магнитных цепей) с постоянной МДС можно пользоваться всеми графическими и аналитическими методами расчета нелинейных электрических цепей постоянного тока (см. § 1.21).

В качестве иллюстрации ограничимся применением для анализа неразветвленной магнитной цепи рис. 6.12, *а* графических методов: метода сложения вебер-амперных характеристик (рис. 6.11) и метода нагрузочной характеристики (рис. 6.12, *б*).

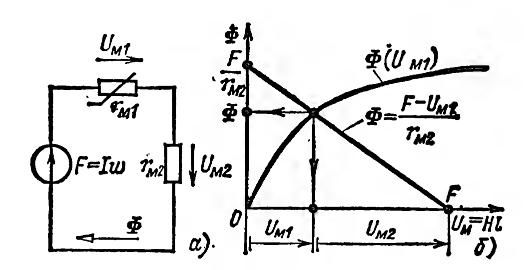


Рис. 6.12.

Согласно первому методу построим вебер-амперную характеристику всей неразветвленной магнитной цепи $\Phi(U_{м1} + U_{м2})$, графически складывая по напряжению вебер-амперные характеристики ее двух участков. При известной МДС $F = Iw$ по вебер-амперной характеристике всей магнитной цепи определим магнитный поток Ф, а по вебер-амперным характеристикам участков магнитопровода — магнитные напряжения на каждом из них.

Согласно второму методу для второго (линейного) участка построим нагрузочную характеристику (1.39)

$$\Phi = U_{м2}/r_{м2} = (F - U_{м1})/r_{м2},$$

т. е. прямую, проходящую через точку F на оси абсцисс и точку $F/r_{м2}$ на оси ординат. Точка пересечения нагрузочной характеристики с вебер-амперной характеристикой ферромагнитного участка цепи $\Phi(U_{м1})$ определяет магнитный поток Ф в цепи и магнитные напряжения на ферромагнитном участке $U_{м1}$ и воздушном зазоре $U_{м2}$. Значение индукции в воздушном зазоре $B_2 = \Phi/S_2$.

6.5. НЕРАЗВЕТВЛЕННАЯ МАГНИТНАЯ ЦЕПЬ С ПОСТОЯННЫМ МАГНИТОМ

Рассмотрим расчет простейшей неразветвленной магнитной цепи с постоянным магнитом. Предположим, что тороид длиной l и площадью поперечного сечения S (рис. 6.13, *а*) изготовлен из магнитнотвердого материала, часть предельного статического цикла гистерезиса которого $B(H)$ изображена на рис. 6.13, *б*. Материал тороида был предварительно намагничен так, что его магнитное состояние характеризуется остаточной индукцией B_r.

Вырежем из тороида участок длиной $l_в \ll l$ (рис. 6.13, *в*). Оставшаяся часть тороида будет постоянным магнитом, а в образовавшемся воздушном зазоре магнитное поле возбуждается этим постоянным магнитом. Пренебрегая неоднородностью магнитного поля в воздушном зазоре, будем считать, что всюду в зазоре магнитное поле характеризуется напряженностью магнитного поля $H_в$ и индукцией $B_в = \mu_0 H_в$. Учтем, что вследствие «выпучивания» магнитных линий в воздушном зазоре площадь поперечного сечения воздушного зазора $S_в$ больше площади поперечного сечения постоянного магнита $S_м = S$.

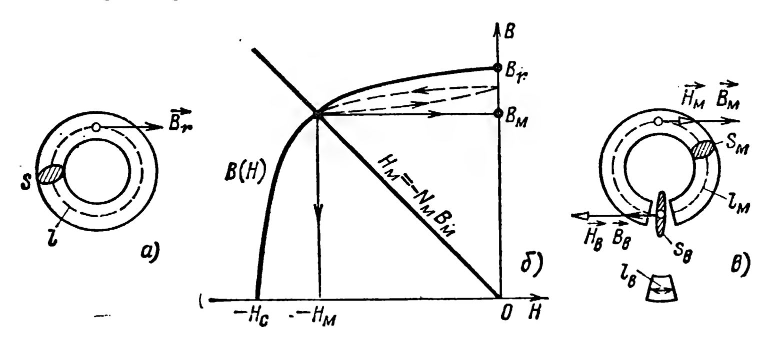


Рис. 6.13

По закону полного тока (6.5) для контура, совпадающего со средней линией магнитопровода,

$$H_м l_м + H_в l_в = 0, \tag{6.8}$$

где $H_м$ и $l_м$ — напряженность магнитного поля и длина средней линии постоянного магнита.

Из (6.8) следует, что

$$H_м = -\frac{l_в}{l_м} H_в = -\frac{l_в}{l_м} \frac{B_в}{\mu_0}. \tag{6.9}$$

Кроме того, так как магнитный поток Ф в неразветвленной магнитной цепи постоянен, то

$$S_в B_в = S_м B_м. \tag{6.10}$$

Подставив значение индукции в воздушном зазоре $B_в$ из (6.10) в (6.9), получим уравнение прямой линии, проходящей через начало координат (рис. 6.13, *б*):

$$H_м = -\frac{S_м l_в}{S_в l_м} \frac{B_м}{\mu_0} = -N_м B_м, \tag{6.11}$$

где $N_м = S_м l_в / \mu_0 S_в l_м$ — коэффициент размагничивания постоянного магнита.

Точка пересечения прямой $H_м = -N_м B_м$ и предельного статического цикла гистерезиса материала $B(H)$ определяет индукцию в магните $B = B_м$, а следовательно, и индукцию в воздушном зазоре (6.10).

Если в воздушный зазор медленно вводить ферромагнитный замыкатель с малым магнитным сопротивлением, то значение индукции в магнитопроводе будет увеличиваться по частному гистерезисному циклу, показанному на рис. 6.13, *б* пунктиром. При многократном магнитном замыкании и размыкании воздушного зазора изменение индукции магнита происходит по некоторому установившемуся частному циклу.

Для получения больших значений индукции в воздушном зазоре необходимо изготавливать постоянный магнит из магнитно-твердых материалов, т. е. с большим значением коэрцитивной силы H_c.

6.6. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЕ УСТРОЙСТВА ПОСТОЯННОГО ТОКА

Принцип работы многих электромагнитных устройств постоянного тока, например электроизмерительных приборов, электромеханических реле, электромагнитов, основан на электромеханическом действии магнитного поля. Во всех этих устройствах для расчета сил, действующих на различные части магнитопроводов, часто требуется выразить силу через изменение энергии магнитного поля.

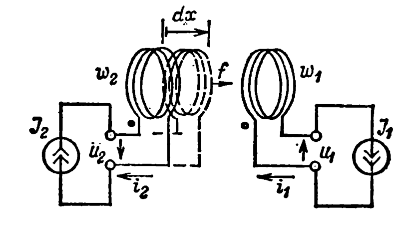


Рис. 6.14.

В качестве примера рассмотрим определение силы в системе, состоящей из двух катушек индуктивности: неподвижной с числом витков w_1 и подвижной с числом витков w_2, подключенных к источникам постоянного тока J_1 и J_2 (рис. 6.14).

Предположим, что под действием силы притяжения f катушка w_2 перемещается за время dt вдоль горизонтальной оси x на расстояние dx. За время dt от двух источников постоянного тока в рассматриваемую систему поступит энергия

$$p_1\,dt + p_2\,dt = u_1 J_1\,dt + u_2 J_2\,dt,$$

где p_1 и p_2 — мгновенные значения мощности источников; u_1 и u_2 — напряжения между выводами катушек.

Будем для упрощения расчетов считать, что потерями в проводах катушек можно пренебречь. В этом случае энергия, полученная от источников тока, расходуется на механическую работу и на изменение энергии магнитного поля системы:

$$u_1 J_1\,dt + u_2 J_2\,dt = f\,dx + dW_м. \tag{6.12}$$

Напряжения u_1 и u_2 между выводами катушек возникают вследствие изменения полных потокосцеплений в каждой из них (см. § 2.22):

$$\left.\begin{aligned}\Psi_1 &= \Psi_{11} + \Psi_{12} = L_1 J_1 + M J_2;\\ \Psi_2 &= \Psi_{22} + \Psi_{21} = L_2 J_2 + M J_1.\end{aligned}\right\} \tag{6.13}$$

Так как в рассматриваемой системе токи в катушках J_1 и J_2 и индуктивности катушек L_1 и L_2 постоянны, то изменения полных потокосцеплений Ψ_1 и Ψ_2 вызваны изменением (увеличением) взаимной индуктивности M. (В общем случае изменяться могут и индуктивности катушек вследствие изменения геометрических размеров последних.) По закону электромагнитной индукции (2.78) напряжения между выво-

дами катушек:

$$u_1 = d\Psi_1/dt; \quad u_2 = d\Psi_2/dt. \tag{6.14}$$

С учетом (6.13) и (6.14) запишем уравнение (6.12) в виде

$$J_1\,d\Psi_1 + J_2\,d\Psi_2 = d\,(L_1J_1^2 + L_2J_2^2 + 2MJ_1J_2) = f\,dx + dW_м. \tag{6.15}$$

В этом уравнении величина в скобках по (2.80) равна удвоенной энергии магнитного поля системы $2W_м$, откуда $dW_м = f\,dx$. Следовательно, электромеханическая сила, действие которой вызывает перемещение катушки w_2, может быть найдена через соответствующее этому перемещению изменение энергии магнитного поля:

$$f = dW_м/dx. \tag{6.16}$$

Производная положительна, следовательно, электромеханическая сила f стремится переместить подвижную катушку так, чтобы энергия магнитного поля системы увеличивалась.

Для некоторых устройств можно считать, что при малых перемещениях подвижного элемента системы потокосцепления практически не изменяются, т. е. в (6.15) $d\Psi_1 = 0$ и $d\Psi_2 = 0$. В таком случае система не получает энергии от источников и, следовательно,

$$f = -\,dW_м/dx, \tag{6.17}$$

т. е. перемещение подвижного элемента по направлению действия силы происходит за счет уменьшения энергии магнитного поля, например, в результате уменьшения объема, занимаемого магнитным полем при сохранении его интенсивности.

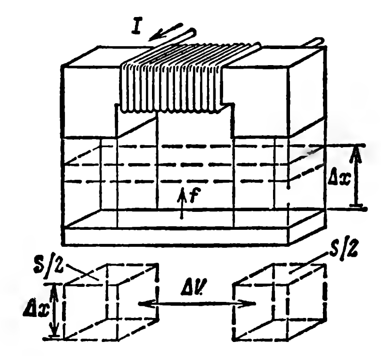


Рис. 6.15.

Применим условие (6.17) к конкретному случаю — ориентировочному расчету подъемной силы электромагнита, в котором магнитное поле возбуждается постоянным током катушки (рис. 6.15).

Прежде чем изложить расчет, сделаем небольшое отступление. Вспомним доказанное в курсе физики положение о том, что магнитное поле постоянного тока в ферромагнитной среде с линейными свойствами $\mu_r = \text{const}$ или в среде без ферромагнитиков $\mu_r = 1$ содержит в единице объема энергию

$$w_м = \frac{BH}{2} = \frac{B^2}{2\mu_r\mu_0}, \tag{6.18}$$

называемую *удельной энергией* магнитного поля. Справедливость (6.18) можно показать на частном примере, воспользовавшись (2.5) для катушки с магнитопроводом в виде тонкостенного тора с площадью поперечного сечения S и длиной средней магнитной линии l из ферромагнитного материала с линейными свойствами, т. е. при $B = \mu_r\mu_0 H$:

$$w_м = \frac{\Psi I}{2V} = \frac{BH}{2},$$

где $\Psi = wSB$; $I = Hl/w$; $V = lS$.

Продолжим теперь расчет подъемной силы электромагнита. Если считать, что индукция B магнитного поля в воздушном зазоре между сердечником и якорем электромагнита не изменяется при перемещении якоря на расстояние Δx, то и удельная энергия магнитного поля в зазоре остается одной и той же. Следовательно, при перемещении якоря на расстояние Δx изменение энергии магнитного поля

$$\Delta W_м = -\frac{B^2}{2\mu_0}\Delta V = -\frac{B^2}{2\mu_0} S\,\Delta x < 0.$$

Так как было принято, что индукция магнитного поля при перемещении якоря не изменяется, то на основании (6.15) получим:

$$f = -\Delta W_м/\Delta x = SB^2/2\mu_0 > 0. \tag{6.19}$$

По этой формуле можно ориентировочно рассчитать подъемную силу электромагнита любого типа, в котором магнитное поле возбуждается постоянным током катушки. Но при точном расчете необходимо учитывать особенности каждой из конструкций.

В общем случае энергия магнитного поля системы зависит не только от взаимного расположения ее частей. Поэтому при определении сил, возникающих в магнитном поле, следует пользоваться понятием частной производной от энергии магнитного поля по координате перемещения подвижной части, как это сделано в дальнейшем.

ГЛАВА СЕДЬМАЯ

КАТУШКА С МАГНИТОПРОВОДОМ В ЦЕПИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

7.1. ПЕРЕМЕННЫЙ МАГНИТНЫЙ ПОТОК В КАТУШКЕ С МАГНИТОПРОВОДОМ

Конструкции магнитопроводов и их функциональные назначения в электротехнических устройствах переменного тока (машинах переменного тока, трансформаторах и т. д.) весьма разнообразны. В этой главе рассмотрим только катушки с неразветвленными магнитопроводами из ферромагнитного материала.

У катушки с магнитопроводом, подключенной к источнику синусоидального напряжения $u = U_m \sin \omega t$ (рис. 7.1, *а*), переменный ток i в обмотке возбуждает в магнитопроводе переменный магнитный поток Ф, который индуктирует в обмотке ЭДС самоиндукции $e_L = -w/d\Phi/dt$. Если пренебречь активным сопротивлением обмотки и считать, что все магнитные линии поля катушки замыкаются только по магнитопроводу, то на основании второго закона Кирхгофа для контура, обозначенного на рис. 7.1, *а* пунктиром, получим уравнение:

$$u = -e_L, \qquad (7.1а)$$

Рис. 7.1.

или

$$u = U_m \sin \omega t = w\, d\Phi/dt. \qquad (7.1б)$$

Из этого уравнения найдем закон изменения во времени магнитного потока. Так как

$$d\Phi = \frac{U_m}{w} \sin \omega t\, dt,$$

то

$$\Phi=\frac{U_m}{w}\int \sin \omega t\,dt=-\frac{U_m}{\omega w}\cos \omega t+A=\frac{U\sqrt{2}}{2\pi f w}\sin\left(\omega t-\frac{\pi}{2}\right)+A.$$

Постоянная интегрирования A равна некоторому постоянному магнитному потоку, которого нет в магнитопроводах аппаратов переменного тока в установившемся режиме работы. Следовательно, постоянная $A = 0$ и магнитный поток

$$\Phi=\Phi_m \sin(\omega t-\pi/2), \qquad (7.2а)$$

где

$$\Phi_m=U/4{,}44 f w, \qquad (7.2б)$$

т. е. *при синусоидальном напряжении между выводами катушки магнитный поток в магнитопроводе также синусоидальный.*

Так как действующие значения напряжения U между выводами катушки и ЭДС самоиндукции E_L одинаковые (7.1а), то из (7.2б) получим:

$$E_L=4{,}44 f w \Phi_m. \qquad (7.2в)$$

Последнее соотношение применяют для расчетов ЭДС, индуктируемых в обмотках трансформаторов; поэтому его часто называют *уравнением трансформаторной ЭДС.*

При определении магнитного потока не учитывались активное сопротивление обмотки и наличие магнитных линий поля катушки, которые частично и полностью замыкаются помимо магнитопровода. Для выявления характера изменения магнитного потока в магнитопроводе во времени это не имеет сколько-нибудь существенного значения. Но при других расчетах активное сопротивление обмотки и магнитные линии поля катушки, которые неполностью замыкаются по магнитопроводу, часто нужно учитывать. Соотношения (7.2) можно рассматривать лишь как ориентировочно связывающие действующие значения напряжения U между выводами катушек и ЭДС самоиндукции E_L с амплитудой магнитного потока Φ_m в магнитопроводе и числом витков w катушки.

7.2. ПРОЦЕССЫ НАМАГНИЧИВАНИЯ МАГНИТОПРОВОДА

При синусоидальном напряжении между выводами катушки и принятых выше допущениях магнитный поток в ее магнитопроводе также синусоидальный и не зависит от свойства ферромагнитного материала. Покажем, что при этом намагничивающий ток в катушке будет несинусоидальным.

При заданной петле гистерезиса материала магнитопровода, например по рис. 6.6, *б*, построим вебер-амперную характеристику $\Phi(i)$ рассматриваемой катушки (рис. 7.1, *а*). Для этого ординаты петли умножим на площадь S поперечного сечения магнитопровода ($\Phi = BS$), а абсциссы умножим на среднюю длину l магнитопровода и разделим на число витков обмотки (по закону полного тока $i = Hl/w$).

Полученная характеристика показана на рис. 7.1, *б*. На том же рисунке построены по (7.2а) синусоидальный магнитный поток и графически зависимость тока в обмотке от времени. Из рисунка видно, что при синусоидальном потоке из-за нелинейности характеристики $\Phi(i)$ ток несинусоидальный. Чем больше насыщение магнитопровода, тем сильнее отличается ток от синусоидального.

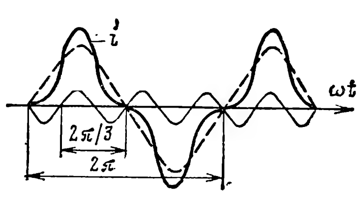


Рис. 7.2.

Сопоставив график изменения намагничивающего тока с графиком, полученным путем сложения двух синусоид, частота одной из которых в 3 раза больше частоты другой (рис. 7.2), можно заметить, что при насыщении магнитопровода намагничивающий ток прежде всего содержит значительную третью гармоническую составляющую. Различие в графиках намагничивающего тока на рис. 7.1, *б* и рис. 7.2 объясняется тем, что в первом случае ток содержит кроме первой и третьей гармоник также и другие гармонические составляющие.

При расчетах цепей, содержащих катушки с магнитопроводом, во многих случаях допустимы упрощения реальных условий.

7.3. ПОНЯТИЕ ОБ ИДЕАЛИЗИРОВАННОЙ КАТУШКЕ С МАГНИТОПРОВОДОМ

Качественно картина магнитных линий катушки с магнитопроводом изображена на рис. 7.3 штриховыми линиями. Бо́льшая часть магнитных линий замыкается по магнитопроводу — это основной магнитный поток Φ. Другая часть магнитных линий охватывает отдельные витки и группы витков, замыкается по воздуху и частично по магнитопроводу. Эта часть магнитного поля трудно поддается количественному расчету и характеризуется обычно интегральной величиной, называемой *потокосцеплением рассеяния* $\Psi_{рас}$.

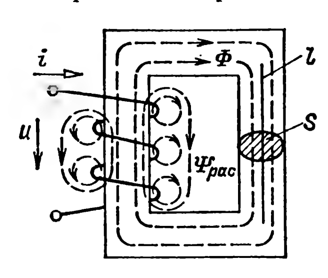


Рис. 7.3.

Потокосцепление рассеяния $\Psi_{рас}$ в основном зависит от конструкции обмотки, т. е. взаимного расположения ее витков, сечения провода и т. д., и в меньшей степени зависит от магнитных свойств магнитопровода. Учитывая это, можно считать, что потокосцепление рассеяния пропорционально току:

$$\Psi_{рас} = L_{рас} i,$$

где $L_{рас}$ — *индуктивность рассеяния* обмотки.

Полное потокосцепление с витками катушки

$$\Psi = w\Phi + \Psi_{рас}. \qquad (7.3)$$

С учетом активного сопротивления обмотки r и потокосцепления рассеяния напряжение между выводами катушки определяется не

по (7.1б), а выражением

$$u = ri + \frac{d\Psi}{dt} = ri + \frac{d\Psi_{\text{рас}}}{di}\frac{di}{dt} + w\frac{d\Phi}{dt} = ri + L_{\text{рас}}\frac{di}{dt} + w\frac{d\Phi}{dt} =$$
$$= u_r + u_{L\,\text{рас}} + u_0. \quad (7.4)$$

Из (7.4) следует, что реальную катушку с магнитопроводом можно представить схемой замещения в виде последовательного соединения резистивного элемента с сопротивлением r, индуктивного элемента с индуктивностью рассеяния $L_{\text{рас}}$ и так называемой идеализированной катушки (рис. 7.4).

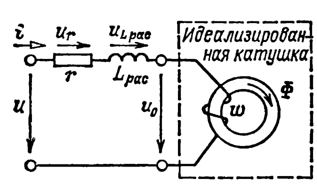


Рис. 7.4.

У идеализированной катушки обмотка не имеет индуктивности рассеяния и активного сопротивления. Свойства идеализированной катушки зависят только от параметров магнитопровода и режима его намагничивания.

7.4. ВЕКТОРНЫЕ ДИАГРАММЫ И СХЕМЫ ЗАМЕЩЕНИЯ КАТУШКИ С МАГНИТОПРОВОДОМ

В зависимости от параметров магнитопровода и режима его намагничивания для анализа реальной катушки можно принять различные упрощающие допущения.

Рассмотрим сначала особенности анализа катушки с магнитопроводом, учитывая только статические магнитные свойства последнего (см. рис. 6.6).

1. Магнитопровод изготовлен из ферромагнитного материала с практически линейной зависимостью индукции от напряженности магнитного поля: $B = \mu_r\mu_0 H$ (см. рис. 6.6, *в*).

Потокосцепление с обмоткой идеализированной катушки (рис. 7.4) всегда равно $w\Phi$ (7.3), так как ее потокосцепление рассеяния $\Psi_{\text{рас}} = 0$. В однородном замкнутом неразветвленном магнитопроводе идеализированной катушки с площадью поперечного сечения S можно считать магнитное поле однородным, т. е. $\Phi = BS$, где B — индукция на средней линии магнитопровода, определяется по напряженности магнитного поля на средней линии $H = iw/l_{\text{ср}}$.

Так как в рассматриваемом случае зависимость между индукцией и напряженностью магнитного поля в магнитопроводе линейная, то

$$\Phi = BS = \mu_r\mu_0 HS = \frac{\mu_r\mu_0 Sw}{l_{\text{ср}}}\, i. \quad (7.5)$$

Подставив значение магнитного потока в магнитопроводе идеализированной катушки из (7.5) в (7.4), получим напряжение между выводами реальной катушки:

$$u = ri + L_{\text{рас}}\, di/dt + L\, di/dt, \quad (7.6)$$

где $L = \mu_r\mu_0 Sw^2/l_{\text{ср}}$ — индуктивность идеализированной катушки.

В цепи синусоидального тока выражению (7.6) соответствует схема замещения реальной катушки (рис. 7.5, *а*) с магнитопроводом, выполненным из магнитного материала с линейными свойствами. Схема замещения идеализированной катушки — линейный индуктивный элемент — обведена на рисунке штриховой линией.

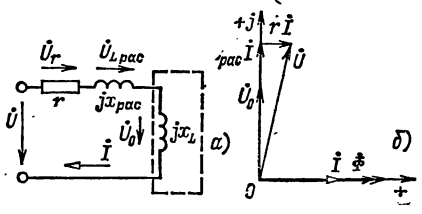


Рис. 7.5.

Так как все элементы схемы замещения реальной катушки линейные, то для ее расчета можно пользоваться комплексным методом, результаты которого иллюстрирует векторная диаграмма на рис. 7.5, *б*.

2. Магнитопровод изготовлен из ферромагнитного материала с округлой статической петлей гистерезиса (см. рис. 6.6, *б*).

Определим магнитостатические свойства магнитопровода зависимостью $B(H)$ (рис. 7.6), где $B = \Phi/S$ — среднее значение индукции в поперечном сечении площадью S, $H = iw/l_{ср}$ — напряженность на средней линии длиной $l_{ср}$. Статическую петлю гистерезиса материала магнитопровода $B(H)$ для приближенного анализа процессов в идеализированной катушке (рис. 7.4) заменим эквивалентным эллипсом. Эквивалентный эллипс с центром в начале координат должен иметь такие формы, расположение и направление обхода, чтобы его уравнение $B(H)$ с достаточной точностью описывало процесс намагничивания магнитопровода по статической петле гистерезиса $B(H)$. Обычно общая площадь эквивалентного эллипса и петли гистерезиса должна составлять не менее 80—90 % площади каждого из них в отдельности.

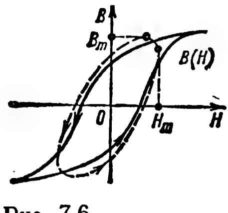


Рис. 7.6.

При синусоидальном изменении напряжения питания u представим уравнение эквивалентного эллипса в параметрической форме:

$$B = B_m \sin \omega t; \quad H = H_m \sin(\omega t + \delta), \tag{7.7}$$

где B_m и H_m — максимальные значения индукции и напряженности; δ — угол сдвига фаз между напряженностью и индукцией; ω — угловая частота перемагничивания магнитопровода; t — время.

Так как индукция и напряженность магнитного поля в магнитопроводе при замене петли гистерезиса эквивалентным эллипсом изменяются по синусоидальному закону, то для расчета цепи идеализированной катушки можно применить комплексный метод. Для этого представим напряженность и индукцию магнитного поля соответствующими им комплексными значениями (2.21): $\dot H = H_m e^{j\delta}/\sqrt{2}$; $\dot B = B_m/\sqrt{2}$. Запишем комплексные значения тока $\dot I$ в идеализированной катушке по (6.2а), напряжения между ее выводами $\dot U_0$ и ЭДС

самоиндукции $\dot{E}_0$ по (2.33) и (7.1):

$$\dot{I} = \frac{l_{ср} \dot{H}}{w} = Ie^{j\delta}; \tag{7.8а}$$

$$\dot{U}_0 = -\dot{E}_0 = j\omega w \dot{B} S = jU_0, \tag{7.8б}$$

где $I = l_{ср} H_m / \sqrt{2}\, w$ и $U_0 = E_0 = \omega w S B_m / \sqrt{2}$ — действующие значения тока, напряжения и ЭДС самоиндукции идеализированной катушки.

По закону Ома в комплексной форме (2.47) с учетом (2.23) и (7.8) найдем комплексное сопротивление идеализированной катушки в цепи синусоидального тока:

$$\underline{Z} = \frac{\dot{U}_0}{\dot{I}} = j\frac{U_0}{I} e^{-j\delta} = \frac{U_0}{I} e^{j(90^\circ - \delta)} = \frac{U_0}{I} \sin\delta + j\frac{U_0}{I} \cos\delta =$$

$$= r_г + jx_L = r_г + j\omega L, \tag{7.9}$$

где $r_г = \omega w^2 \frac{B_m S}{H_m l_{ср}} \sin\delta$ и $x_L = \omega w^2 \frac{B_m S}{H_m l_{ср}} \cos\delta$

— активное сопротивление, учитывающее потери на гистерезис, и индуктивное сопротивление идеализированной катушки.

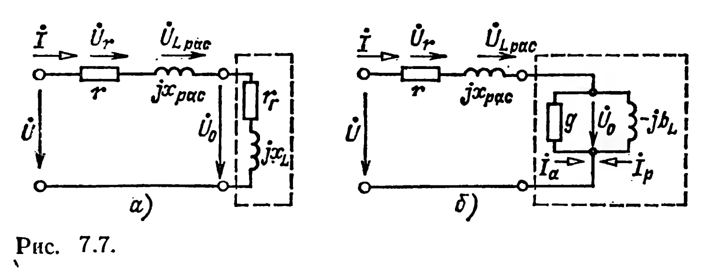


Рис. 7.7.

Заменив идеализированную катушку последовательным соединением резистивного элемента $r_г$ и индуктивного элемента x_L, получим схему замещения реальной катушки для рассматриваемого случая (рис. 7.7, *а*).

Часто для реальной катушки составляют схему замещения по рис. 7.7, *б*, которая получается из схемы замещения по рис. 7.7, *а* после замены последовательного соединения резистивного и индуктивного элементов схемы замещения идеализированной катушки эквивалентным параллельным соединением элементов (2.71):

$$g = \frac{r_г}{r_г^2 + (\omega L)^2}; \quad b_L = \frac{\omega L}{r_г^2 + (\omega L)^2},$$

где g и b_L — активная и индуктивная проводимости идеализированной катушки.

На рис. 7.8 приведена векторная диаграмма схемы замещения реальной катушки (рис. 7.7, *б*).

На векторной диаграмме с равной нулю начальной фазой, как и следует из (7.7), изображен вектор $\dot{\Phi} = \dot{B}S$. Вектор тока $\dot{I}$, как следует из (7.7) и (7.8а), опережает вектор магнитного потока на угол δ, назы-

ваемый *углом потерь* идеализированной катушки. Ток $\dot{I}$ представлен в виде суммы активной $\dot{I}_а$ и реактивной $\dot{I}_р$ составляющих тока, причем активная составляющая тока $\dot{I}_а$ совпадает по фазе с напряжением $\dot{U}_0$, а реактивная $\dot{I}_р$ отстает по фазе от напряжения $\dot{U}_0$ на угол $\pi/2$.

Для определения напряжения $\dot{U}$ между выводами реальной катушки необходимо к напряжению идеализированной катушки $\dot{U}_0$ прибавить падения напряжения на активном сопротивлении $\dot{U}_r = r\dot{I}$ и индуктивном сопротивлении рассеяния обмотки $\dot{U}_{L\text{рас}} = jx_{\text{рас}}\dot{I}$. Вектор комплексного значения ЭДС самоиндукции $\dot{E}_0$ отстает по фазе от вектора комплексного значения магнитного потока $\dot{\Phi}$ в магнитопроводе на угол $\pi/2$ (7.8б).

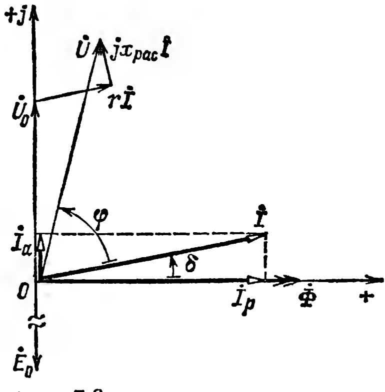


Рис. 7.8.

В общем случае зависимость среднего значения индукции от напряженности магнитного поля на средней линии в магнитопроводе определяется не по статическому, а по динамическому циклу гистерезиса (см. § 7.5). Поэтому эквивалентный эллипс, определяющий параметры схемы замещения идеализированной катушки в цепи переменного тока, в общем случае должен соответствовать динамическому циклу гистерезиса.

7.5. МОЩНОСТЬ ПОТЕРЬ В МАГНИТОПРОВОДЕ

Наличие гистерезиса приводит к потерям энергии в магнитопроводе. Действительно, в любой момент времени мощность потерь идеализированной катушки (рис. 7.7)

$$p = u_0 i = \left(w\frac{d\Phi}{dt}\right)\left(\frac{Hl_{\text{ср}}}{w}\right) = Sw\frac{dB}{dt}\frac{l_{\text{ср}}}{w}H = Sl_{\text{ср}}H\frac{dB}{dt},$$

где u_0 — напряжение между выводами идеализированной катушки, i — ток в катушке.

Для периодического тока средняя мощность потерь, т. е. активная мощность идеализированной катушки за один период,

$$P = \frac{1}{T}\int_0^T u_0 i\,dt = Sl_{\text{ср}}\oint H\,dB \qquad (7.10)$$

пропорциональна площади петли гистерезиса, умноженной на объем магнитопровода $V = Sl_{\text{ср}}$.

Площадь петли гистерезиса, как указывалось, в общем случае отличается от площади статической петли гистерезиса. Действительно, при изменяющемся во времени магнитном потоке в магнитопроводе индуктируются вихревые токи $i_в$ (рис. 7.9), которые зависят как от

частоты магнитного потока, так и от удельной электрической проводимости материала и конструкции магнитопровода. Вихревые токи $i_в$ вызывают дополнительные потери энергии и нагрев магнитопровода. Кроме того, вихревые токи оказывают размагничивающее действие в магнитопроводе. Поэтому прежнее значение магнитного потока, а значит, и индукции, при учете вихревых токов получается при большем намагничивающем токе, а значит, и напряженности магнитного поля.

Следовательно, площадь *динамической петли гистерезиса* $B_{дин}(H)$ для магнитопровода, в котором возникают вихревые токи, больше площади соответствующей статической петли гистерезиса $B(H)$ (рис. 7.10). Если при этом статическая петля гистерезиса находится внутри динамической петли гистерезиса, то мощность потерь в магнитопроводе можно разделить на две составляющие.

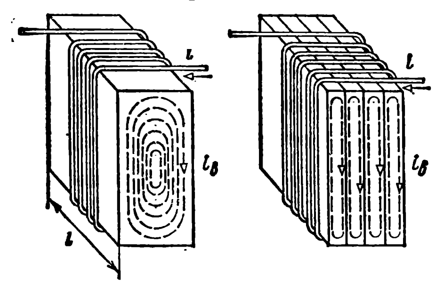


Рис. 7.9.

Мощность потерь на гистерезис пропорциональна площади статической петли гистерезиса, показанной на рис. 7.10 без штриховки. *Мощность потерь на вихревые токи* пропорциональна площади, показанной на рис. 7.10 штриховкой и равной разности между площадью динамической и площадью статической петли гистерезиса.

Для уменьшения вихревых токов в магнитопроводах, во-первых, можно уменьшать площадь контуров, охватываемых вихревыми токами, во-вторых, можно увеличивать удельное электрическое сопротивление самого материала. Для уменьшения площади контуров вихревых токов при частотах до 20 кГц магнитопроводы собираются из тонких листов электротехнической стали, изолированных лаком (рис. 7.9, справа).

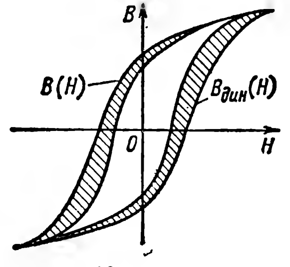


Рис. 7.10.

При промышленной частоте тока в катушке 50 Гц толщина листов обычно равна 0,35—0,5 мм. При более высоких частотах толщина листов уменьшается до 0,02—0,05 мм. В материал магнитопровода добавляется 0,5—4,5 % кремния (Si); такая присадка значительно увеличивает удельное электрическое сопротивление материала и мало влияет на его магнитные свойства.

Мощность потерь на гистерезис в технических задачах можно определить по формуле

$$P_г = \sigma_г f B_m^n G, \qquad (7.11)$$

где $\sigma_г$ — гистерезисный коэффициент, значение которого зависит от сорта электротехнической стали и определяется из опыта; f — частота; G — масса магнитопровода; B_m — амплитуда магнитной индукции;

практически показатель степени $n = 1{,}6$ при $B_m < 1$ Тл и $n = 2$ при $B > 1$ Тл.

Мощность потерь на вихревые токи может быть выражена формулой

$$P_в = \sigma_в f^2 \gamma G B_m^2, \qquad (7.12)$$

где $\sigma_в$ — коэффициент вихревых токов, значение которого зависит от сорта электротехнической стали и конструкции магнитопровода; f — частота; G — масса магнитопровода; γ — удельная проводимость материала; B_m — амплитуда магнитной индукции.

При значениях индукции больше 1 Тл можно считать, что мощность суммарных потерь в магнитопроводе пропорциональна B_m^2 и, следовательно, Φ_m^2. Таким образом, мощность потерь в магнитопроводе $P = P_г + P_в$ пропорциональна квадрату амплитуды потока, подобно тому как мощность потерь в меди обмотки пропорциональна квадрату тока.

При расчетах электротехнических устройств для определения мощности потерь в магнитопроводах, выполненных из электротехнической стали, применяются справочные таблицы, в которых дана зависимость мощности суммарных потерь от амплитуды магнитной индукции (табл. 7.1).

Таблица 7.1. **Удельная мощность потерь в листовой электротехнической стали при разных значениях индукции**

B_m, Тл	Марка 1511-0,35, Вт/кг	Марка 1511-0,50, Вт/кг	B_m, Тл	Марка 1511-0,35, Вт/кг	Марка 1511-0,50, Вт/кг
0,6	0,585	0,685	1,1	1,61	1,92
0,7	0,685	0,890	1,2	1,94	2,24
0,8	0,855	1,13	1,3	2,31	2,58
0,9	1,05	1,38	1,4	2,66	2,95
1,0	1,30	1,64	1,5	3,0	3,40

7.6. ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА НЕЛИНЕЙНОЙ КАТУШКИ С МАГНИТОПРОВОДОМ

Если амплитуда тока в катушке настолько велика, что значение индукции в магнитопроводе достигает области технического насыщения, то катушку уже нельзя представить линейной схемой замещения. Как элемент электрической цепи такая катушка задается нелинейной вольт-амперной характеристикой — зависимостью действующего значения переменного напряжения между выводами катушки от действующего значения переменного тока.

Для упрощения анализа нелинейной катушки с магнитопроводом пренебрежем индуктивностью рассеяния и активным сопротивлением обмотки, а также гистерезисом и вихревыми токами. Будем считать, что нелинейная зависимость среднего значения индукции $B = \Phi/S$ от напряженности магнитного поля $H = iw/l_{ср}$ на средней линии магнитопровода приближенно определяется уравнением

$$B = aH - cH^3,$$

где B и H — мгновенные значения индукции и напряженности маг-

нитного поля; a и c — коэффициенты, зависящие от свойств ферромагнитного материала и конструкции магнитопровода, например длины воздушного зазора. Принятая зависимость $B(H)$ подобна основной кривой намагничивания (рис. 6.7).

Предположим, что катушка подключена к источнику синусоидального тока:

$$i = I_m \sin \omega t.$$

При этом магнитный поток в магнитопроводе катушки

$$\Phi = BS = aSH - cSH^3 = \frac{awS}{l_{ср}} I_m \sin \omega t - \frac{cSw^3}{l_{ср}^3} I_m^3 \sin^3 \omega t, \qquad (7.13)$$

а напряжение между выводами катушки по (7.1б)

$$u = w\frac{d\Phi}{dt} = \frac{aS\omega w^2}{l_{ср}} I_m \cos \omega t - \frac{3cS\omega w^4}{l_{ср}^3} I_m^3 \sin^2 \omega t \cdot \cos \omega t. \qquad (7.14)$$

Учитывая, что

$$\sin^2 \omega t \cdot \cos \omega t = \frac{1}{2} \sin \omega t \cdot \sin 2\omega t = \frac{1}{4} (\cos \omega t - \cos 3\omega t),$$

напряжение (7.14) можно представить в виде

$$u = \left(\frac{aS\omega w^2}{l_{ср}} I_m - \frac{3cS\omega w^4}{4l_{ср}^3} I_m^3\right) \cos \omega t + \frac{3cS\omega w^4}{4l_{ср}^3} I_m^3 \cos 3\omega t = $$
$$= U_{1m} \cos \omega t + U_{3m} \cos 3\omega t, \qquad (7.15)$$

т. е. напряжение между выводами нелинейной катушки при синусоидальном токе кроме основной гармоники содержит еще и третью. Амплитуда U_{3m} третьей гармоники часто много меньше амплитуды U_{1m} основной гармоники. В этом случае при вычислении действующего значения напряжения третью гармонику можно не учитывать. Отношение действующих значений или амплитуд напряжения и тока (первых гармоник), т. е. индуктивное сопротивление катушки,

$$x_L = \frac{U}{I} = \frac{U_{1m}}{I_m} = \omega \left(\frac{aSw^2}{l_{ср}} - \frac{3cSw^4}{2l_{ср}^3} I^2\right) = \omega L(I), \qquad (7.16)$$

где

$$L(I) = \frac{aSw^2}{l_{ср}} - \frac{3cSw^4}{2l_{ср}^3} I^2 \qquad (7.17)$$

— нелинейная индуктивность катушки (идеализированной) без учета высших гармоник. Так как при сделанном допущении ток и напряжение изменяются синусоидально, то для расчета цепи можно пользоваться комплексным методом.

Из (7.17) видно, что индуктивное сопротивление нелинейной катушки с магнитопроводом уменьшается с увеличением действующего значения тока.

На рис. 7.11 сплошными линиями показаны нелинейная вольт-амперная характеристика $U(I)$ и характеристика нелинейной индуктивности $L(I)$ анализируемой идеализированной катушки с магнитопроводом. Если магнитопровод катушки имеет воздушный зазор, то нелинейность вольт-амперной характеристики уменьшается, так как

уменьшается нелинейность вебер-амперной характеристики магнитопровода (рис. 7:11, штриховая линия).

С учетом гистерезиса, вихревых токов, индуктивности рассеяния, активного сопротивления обмотки и высших гармоник вольт-амперная характеристика реальной катушки с магнитопроводом несколько отличается от вольт-амперной характеристики идеализированной катушки.

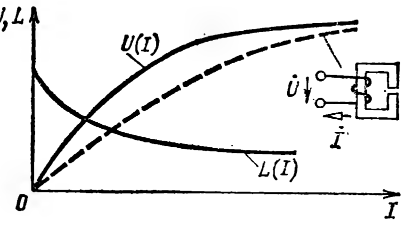


Рис. 7.11.

7.7. ЯВЛЕНИЕ ФЕРРОРЕЗОНАНСА

Если колебательный контур, в котором возможен резонанс (см. § 2.21), содержит нелинейную катушку с магнитопроводом, то возможно явление феррорезонанса. В зависимости от вида соединения элементов колебательного контура различают две основные формы феррорезонанса: феррорезонанс напряжений и феррорезонанс токов.

Феррорезонанс напряжений может возникнуть в цепи (рис. 7.12, *а*), состоящей из соединенных последовательно нелинейной катушки с магнитопроводом и конденсатора, подключенных к источнику синусоидального напряжения. Магнитопровод катушки должен быть замкнутым, так как воздушный зазор в магнитной цепи сильно уменьшает нелинейность вольт-амперной характеристики катушки (см. рис. 7.11).

Для пояснения явления феррорезонанса напряжений пренебрежем всеми видами потерь энергии в цепи, а также высшими гармониками напряжений и тока. Это позволит применить комплексный метод расчета. Напряжение питания между выводами цепи (рис. 7.12, *а*)

$$\dot{U}=\dot{U}_L+\dot{U}_C=j\omega L(I)\dot{I}+\frac{1}{j\omega C}\dot{I}, \qquad (7.18)$$

где напряжения на индуктивном $\dot{U}_L$ и емкостном $\dot{U}_C$ элементах противоположны по фазе (см. рис. 2.45). Следовательно, действующее значение напряжения питания равно модулю разности действующих значений напряжений на индуктивном и емкостном элементах:

$$U=|U_L-U_C|. \qquad (7.19)$$

Для определения модуля этой разности построим (рис. 7.12, *б*) в общей системе координат вольт-амперные характеристики нелинейного индуктивного элемента с учетом (7.17):

$$U_L(I)=\omega L(I)\,I=x_L(I)\,I$$

и линейного емкостного элемента:

$$U_C(I)=(1/\omega C)\,I=x_C I.$$

На том же рисунке по (7.19) построена зависимость действующего значения напряжения питания от тока $U(I)$ — вольт-амперная характеристика цепи по рис. 7.12, *а*.

При малых значениях напряжения питания $\dot{U}$ ток в цепи $\dot{I}$ отстает по фазе от этого напряжения на четверть периода, так как сопротивление цепи имеет индуктивный характер ($U_L > U_C$). При постепенном повышении напряжения питания действующие значения тока I и напряжений U_L и U_C увеличиваются. Наконец, напряжение питания приближается к критическому значению U_1, определяемому рабочей точкой M — точкой касания прямой, параллельной оси абсцисс, вольт-амперной характеристики цепи.

При дальнейшем самом малом увеличении напряжения питания U ток изменится скачком от значения I_1 до значения I_2 (рабочая точка N). Одновременно скачком изменятся напряжения: на индуктивном элементе — от U_{L1} до U_{L2} — незначительное увеличение из-за насыщения и резко увеличится напряжение на емкостном элементе — от U_{C1} до U_{C2}. При дальнейшем увеличении напряжения питания $U > U_1$ (после скачкообразных изменений напряжения и тока) наблюдается плавное увеличение тока и напряжений U_L и U_C.

Если теперь плавно уменьшать напряжение питания U (теоретически до нуля), можно было бы добиться резонанса напряжений, т. е. равенства $U_C = U_L$, которому соответствует рабочая точка P на вольт-амперной характеристике цепи. В действительности из-за наличия потерь энергии в катушке вольт-амперная характеристика цепи (рис. 7.13) отличается от построенной на рис. 7.12, *б*. Рабочей точке P

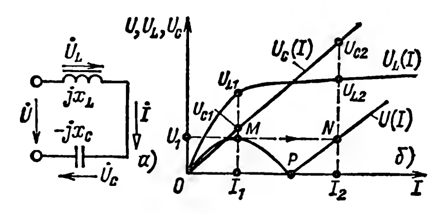


Рис. 7.12.

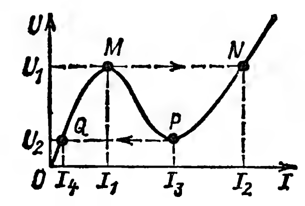


Рис. 7.13.

соответствует не напряжение $U = 0$, а напряжение $U_2 > 0$. При дальнейшем самом малом уменьшении напряжения питания U ток изменится скачком от I_3 до I_4 (рабочая точка Q). Теперь при уменьшении напряжения до нуля ток плавно уменьшается до нуля (начало координат).

Напряжение U_L между выводами катушки с насыщенным магнитопроводом мало изменяется при изменении напряжения питания U (рис. 7.12, *б*). Эта особенность вольт-амперной характеристики используется в широко применяемых *феррорезонансных стабилизаторах*, у которых напряжение на катушке служит выходным стабилизированным напряжением.

Явление *феррорезонанса токов* может наблюдаться при параллельном соединении нелинейной катушки и конденсатора и питании цепи от источника синусоидального напряжения. Анализ феррорезонанса токов аналогичен анализу феррорезонанса напряжений. Однако при питании от источника синусоидального напряжения скачкообразных изменений токов нет.

ГЛАВА ВОСЬМАЯ

ТРАНСФОРМАТОРЫ

8.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ТРАНСФОРМАТОРАХ

Трансформатором называется статическое (т. е. без движущихся частей) электромагнитное устройство, предназначенное чаще всего для преобразования одного переменного напряжения в другое или другие напряжения той же частоты. Трансформатор имеет не менее двух обмоток, у которых есть общий магнитный поток и которые элек-

трически изолированы друг от друга (за исключением автотрансформаторов).

Для усиления индуктивной связи и снижения вихревых токов в большинстве трансформаторов обмотки размещаются на магнитопроводе, собранном из листовой электротехнической стали (рис. 8.1). Магнитопровод отсутствует лишь в воздушных трансформаторах, которые применяются при частотах примерно свыше 20 кГц, когда магнитопровод все равно практически не намагничивается из-за значительного увеличения вихревых токов.

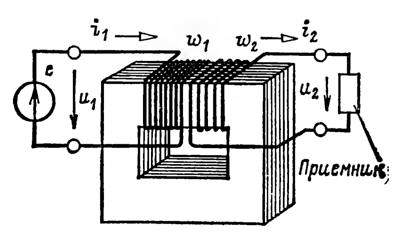


Рис. 8.1.

Обмотка трансформатора, соединенная с источником питания (сеть электроснабжения, генератор), называется *первичной*. Соответственно первичными именуются все величины, относящиеся к этой обмотке, — число витков, напряжение, ток и т. д. Буквенные обозначения их снабжаются индексом 1, например w_1, u_1, i_1 (рис. 8.1). Обмотка, к которой подключается приемник (потребитель электроэнергии), и относящиеся к ней величины называются *вторичными* (индекс 2).

Различают однофазные (для цепей однофазного тока) и трехфазные (для трехфазных цепей) трансформаторы. У трехфазного трансформатора *первичной* или *вторичной* обмоткой принято называть соответственно совокупности трех фазных обмоток одного напряжения. На рис. 8.2 показаны основные условные графические обозначения однофазного (*1*, *2*, *3*) и трехфазного (*4*, *5*, *6*) трансформаторов.

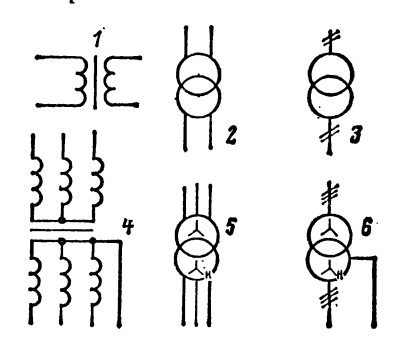


Рис. 8.2.

На щитке трансформатора указываются его номинальные напряжения — высшее и низшее, в соответствии с чем следует различать *обмотку высшего напряжения* (*ВН*) и *обмотку низшего напряжения* (*НН*) трансформатора. Кроме того, на щитке должны быть указаны его номинальная полная мощность (В·А или кВ·А), токи (А) при номинальной полной мощности, частота, число фаз, схема соединений, режим работы (длительный или кратковременный) и способ охлаждения. В зависимости от способа охлаждения трансформаторы делят на сухие и масляные. В последнем случае (рис. 8.3) выемная часть трансформатора погружается в стальной бак, заполненный маслом. На рис. 8.3 показан трансформатор трехфазный масляный с трубчатым баком (в частичном разрезе), где *1* — магнитопровод; *2* — обмотка НН в разрезе; *3* — обмотка ВН в разрезе, ниже нее и на среднем стержне магнитопровода видны неразрезанные катушки этой обмотки; *4* — выводы обмотки ВН; *5* — выводы обмотки НН; *6* — трубчатый бак

для масляного охлаждения; *7* — кран для заполнения маслом; *8* — выхлопная труба для газов; *9* — газовое реле; *10* — расширитель для масла; *11* — кран для спуска масла.

Если первичное напряжение U_1 трансформатора меньше вторичного U_2, то он работает в режиме *повышающего трансформатора*; в противном случае ($U_1 > U_2$) — в режиме *понижающего трансформатора.*

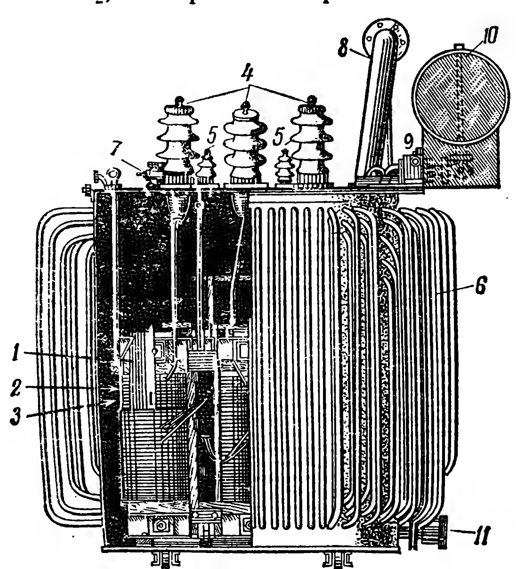


Рис. 8.3.

Впервые для технических целей трансформатор был применен П. Н. Яблочковым в 1876 г. для питания электрических свечей. Но особенно широко трансформаторы стали применяться после того, как М. О. Доливо-Добровольским была предложена трехфазная система передачи электроэнергии и разработана конструкция первого трехфазного трансформатора (1891 г.).

На рис. 8.4 показана энергетическая диаграмма трансформатора. Здесь P_1 — мощность в первичной обмотке; $P_{пр1}$ — мощность потерь на нагревание проводов первичной обмотки; $P_с$ — мощность потерь в магнитопроводе (в стали) на гистерезис и вихревые токи; разность $P_1 - P_{пр1} - P_с = P_{12}$ — мощность во вторичной обмотке; часть мощности P_{12} составляет мощность потерь на нагревание проводов $P_{пр2}$, а оставшаяся часть P_2 равна мощности цепи, которая питается от трансформатора: $P_2 = P_{12} - P_{пр2} = P_1 - P_{пр1} - P_с - P_{пр2}$. При номинальном режиме работы разность $(P_1 - P_2)$ — мощность потерь в трансформаторе — составляет в среднем только 1—2 % номинальной мощности в первичной обмотке; на диаграмме рис. 8.4 относительная доля мощности потерь для наглядности сильно преувеличена.

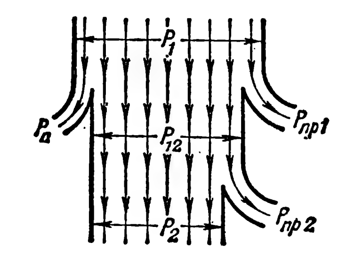


Рис. 8.4.

Рабочий процесс однофазного трансформатора практически такой же, как и одной фазы трехфазного трансформатора. Поэтому, чтобы облегчить изложение, сначала рассмотрим работу однофазного двухобмоточного трансформатора, а затем уже отметим особенности трехфазных трансформаторов.

На рис. 8.5, *а* приведена принципиальная конструкция однофазного трансформатора. Со стороны вторичной обмотки, содержащей w_2 витков, т. е. для приемника с сопротивлением нагрузки $r_{2н}$, трансформатор является источником электроэнергии, а со стороны первичной обмотки, содержащей w_1 витков, — потребителем энергии.

Рассмотрим принцип действия однофазного трансформатора. Предположим сначала, что цепь вторичной обмотки трансформатора разомкнута и при действии источника напряжения $u_1 = e$ ток в первичной обмотке равен i_1. Магнитодвижущая сила $i_1 w_1$ возбуждает в магнитопроводе магнитный поток, положительное направление которого определяется правилом буравчика (см. рис. 2.1, *а*). Этот магнитный поток индуктирует в первичной обмотке ЭДС самоиндукции e_{L1} (на рисунке не показана) и во вторичной обмотке ЭДС взаимной индукции

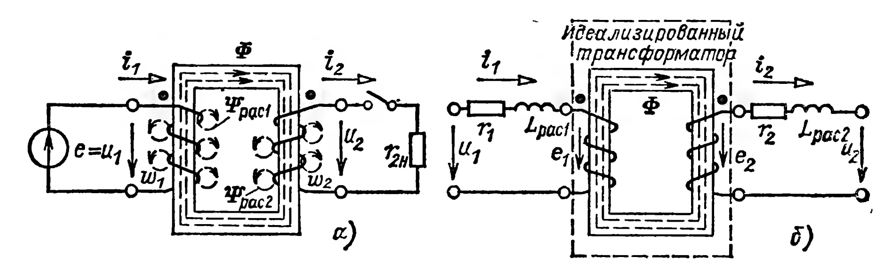


Рис. 8.5.

e_{M2} (на рисунке не показана). После замыкания цепи вторичной обмотки под действием ЭДС взаимной индукции e_{M2} в приемнике с сопротивлением нагрузки $r_{2н}$ возникнет ток i_2.

Для указанных на рис. 8.5 направлений навивки первичной и вторичной обмоток и выбранных положительных направлениях токов i_1 и i_2 МДС $i_2 w_2$ возбуждает в магнитопроводе поток, направленный навстречу магнитному потоку от действия МДС $i_1 w_1$. Следовательно, первичная и вторичная обмотки рассматриваемого трансформатора включены встречно, что условно обозначается разметкой выводов обмоток аналогично рис. 2.50, *в*. Поэтому суммарная МДС первичной и вторичной обмоток равна $i_1 w_1 - i_2 w_2$. Эта МДС возбуждает в магнитопроводе общий магнитный поток Ф. Кроме того, при анализе работы трансформатора нужно учесть потокосцепления рассеяния первичной $\Psi_{рас1}$ и вторичной $\Psi_{рас2}$ обмоток, которые пропорциональны соответственно токам i_1 и i_2.

На рис. 8.5, *б* показана схема замещения трансформатора с активными сопротивлениями первичной r_1 и вторичной r_2 обмоток и их индуктивностями рассеяния $L_{рас1} = \Psi_{рас1}/i_1$ и $L_{рас2} = \Psi_{рас2}/i_2$ (подобно рис. 7.4).

Трансформатор, первичная и вторичная обмотки которого не имеют активных сопротивлений и потокосцеплений рассеяния, называется

идеализированным трансформатором. На рис. 8.5, *б* идеализированный трансформатор выделен штриховой линией. Так как ЭДС в первичной $e_1 = -w_1 d\Phi/dt$ и вторичной $e_2 = -w_2 d\Phi/dt$ обмотках трансформатора индуктируются одним и тем же магнитным потоком Ф в магнитопроводе, то положительные направления этих ЭДС относительно одноименных выводов обеих обмоток одинаковые.

8.3. УРАВНЕНИЯ ИДЕАЛИЗИРОВАННОГО ОДНОФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Рассмотрим сначала идеализированный однофазный трансформатор с магнитопроводом, выполненным из ферромагнитного материала с линейной зависимостью индукции от напряженности магнитного поля (см. рис. 6.6, *в*).

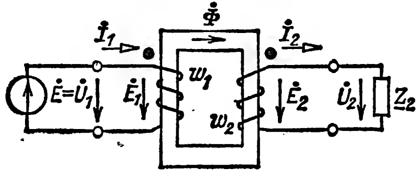


Рис. 8.6.

Если среднее значение индукции $B = \Phi/S$ в поперечном сечении S магнитопровода идеализированного однофазного трансформатора линейно зависит от напряженности магнитного поля H на средней линии $l_{ср}$ магнитопровода, т. е. $B = \mu_r\mu_0 H$, то электрическая цепь такого трансформатора линейная. Следовательно, для ее анализа можно пользоваться комплексным методом.

На рис. 8.6 приведена схема включения идеализированного однофазного трансформатора между источником ЭДС $\dot{E}$ и приемником с комплексным сопротивлением нагрузки $\underline{Z}_2 = z_2 \angle \varphi_2$.

Запишем значения ЭДС $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$, индуктируемых в первичной и вторичной обмотках идеализированного трансформатора магнитным потоком $\dot{\Phi}$ в магнитопроводе. По закону электромагнитной индукции в комплексной форме (2.33)

$$\dot{E}_1 = -j\omega w_1\dot{\Phi} = -j\omega w_1\dot{B}S = -j\omega w_1\mu_r\mu_0\dot{H}S; \quad (8.1а)$$

$$\dot{E}_2 = -j\omega w_2\dot{\Phi} = -j\omega w_2\dot{B}S = -j\omega w_2\mu_r\mu_0\dot{H}S, \quad (8.1б)$$

где $\dot{B}$ и $\dot{H}$ — комплексные значения индукции и напряженности магнитного поля.

При комплексных токах в первичной и вторичной обмотках идеализированного однофазного трансформатора $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ напряженность магнитного поля на средней линии магнитопровода по (6.2)

$$\dot{H} = \dot{I}_1 w_1/l_{ср} - \dot{I}_2 w_2/l_{ср}. \quad (8.2)$$

По определению ЭДС источника $\dot{E} = \dot{U}_1$, а ЭДС в обмотках идеализированного трансформатора $\dot{E}_1 = -\dot{U}_1$ и $\dot{E}_2 = -\dot{U}_2$ (рис. 8.6). Поэтому с учетом (8.1) и (8.2)

$$\dot{U}_1 = j\omega w_1\dot{\Phi} = j\omega w_1\mu_r\mu_0 S\left(\frac{\dot{I}_1 w_1}{l_{ср}} - \frac{\dot{I}_2 w_2}{l_{ср}}\right); \quad (8.3а)$$

$$\dot{U}_2 = \underline{Z}_2\dot{I}_2 = j\omega w_2\dot{\Phi}. \quad (8.3б)$$

В частности, в режиме холостого хода трансформатора (цепь вторичной обмотки разомкнута и ток $\dot{I}_2 = 0$)

$$\dot{U}_1 = j\omega w_1 \mu_r \mu_0 S (\dot{I}_{1x} w_1 / l_{ср}), \tag{8.3в}$$

где $\dot{I}_{1x}$ — *ток холостого хода* или *намагничивающий ток*.

Так как ЭДС источника $\dot{E} = \dot{U}_1$ является постоянной величиной, то по (8.3а) и (8.3в)

$$\frac{\dot{I}_1 w_1}{l_{ср}} - \frac{\dot{I}_2 w_2}{l_{ср}} = \frac{\dot{I}_{1x} w_1}{l_{ср}} = \text{const}. \tag{8.4}$$

Поделив почленно (8.3б) на (8.3а), получим:

$$U_2/U_1 = w_2/w_1 = n_{21} \tag{8.5}$$

— *коэффициент трансформации* идеализированного однофазного трансформатора, а подставив комплексное значение магнитного потока $\dot{\Phi}$ в магнитопроводе из (8.3б) в (8.3а), получим:

$$\dot{U}_1 = \underline{Z}_2 \frac{w_1}{w_2} \dot{I}_2. \tag{8.6}$$

Преобразуем выражение (8.6), умножив и разделив его правую часть на w_1/w_2:

$$\dot{U}_1 = \underline{Z}_2 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2 \frac{w_2}{w_1} \dot{I}_2 = \underline{Z}'_2 \dot{I}'_2, \tag{8.7}$$

где

$$\underline{Z}'_2 = \underline{Z}_2 (w_1/w_2)^2 = \underline{Z}_2 / n_{21}^2 \tag{8.8}$$

— комплексное сопротивление вторичной цепи, приведенное к первичной, или *приведенное сопротивление*;

$$\dot{I}'_2 = \frac{w_2}{w_1} \dot{I}_2 = n_{21} \dot{I}_2 \tag{8.9}$$

— комплексный ток вторичной цепи, приведенный к первичной цепи, или *приведенный ток*.

Пользуясь понятиями приведенных тока и сопротивления, представим уравнения (8.4) и (8.3) в следующей форме:

$$\dot{I}_1 - \dot{I}'_2 = \dot{I}_{1x}; \tag{8.10а}$$

$$\dot{U}_1 = j \frac{\omega w_1^2 \mu_r \mu_0 S}{l_{ср}} (\dot{I}_1 - \dot{I}'_2) = j\omega L_1 \dot{I}_{1x} = j x_{L1} \dot{I}_{1x}; \tag{8.10б}$$

$$\dot{U}'_2 = \frac{w_1}{w_2} \dot{U}_2 = \dot{U}_2 / n_{21} = \underline{Z}'_2 \dot{I}'_2, \tag{8.10в}$$

где $w_1^2 \mu_r \mu_0 S / l_{ср} = L_1$ — индуктивность первичной обмотки идеализированного однофазного трансформатора; $\dot{U}'_2$ — комплексное напряжение вторичной цепи, идеализированного однофазного трансформатора, приведенное к первичной цепи, или *приведенное напряжение*.

Уравнениям (8.10) соответствует схема замещения цепи, изображенная на рис. 8.7, на которой схема замещения идеализированного трансформатора обведена штриховой линией.

Если относительная проницаемость материала магнитопровода $\mu_r = \infty$, то индуктивное сопротивление x_{L1} становится бесконечно большим, а ток намагничивания $I_{1x} = 0$. Идеализированный трансформатор с таким магнитопроводом называется *идеальным*.

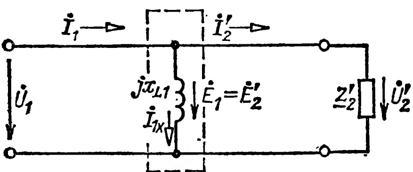


Рис. 8.7.

При разомкнутой вторичной цепи идеализированный однофазный трансформатор превращается в идеализированную катушку с магнитопроводом. Следовательно, схема замещения ненагруженного идеализированного однофазного трансформатора совпадает со схемой замещения идеализированной катушки (рис. 7.4); если у катушки и первичной обмотки однофазного трансформатора одинаковые числа витков, а магнитопроводы катушки и трансформатора одинаковые.

8.4. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ И ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА ИДЕАЛИЗИРОВАННОГО ОДНОФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Рассмотрим теперь идеализированный однофазный трансформатор с магнитопроводом, выполненным из ферромагнитного материала, у которого нужно учитывать гистерезис (см. рис. 6.6, *б*).

При разомкнутой вторичной цепи схема замещения такого идеализированного однофазного трансформатора совпадает со схемой замещения идеализированной катушки, обведенной на рис. 7.7, *б* штриховой линией. Активная g и индуктивная b_L проводимости идеализированной катушки определяются (см. § 7.4) после замены петли гистерезиса эквивалентным эллипсом (см. рис. 7.6). Схема замещения нагруженного идеализированного однофазного трансформатора приведена на рис. 8.8, на котором схема замещения идеализированного однофазного трансформатора обведена штриховой линией, а приведенная вторичная цепь та же, что и у рассмотренной выше упрощенной схемы замещения идеализированного однофазного трансформатора (рис. 8.7).

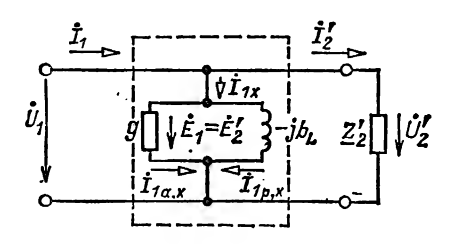


Рис. 8.8.

Параметры элементов схемы замещения g и b_L идеализированного однофазного трансформатора с магнитопроводом при учете гистерезиса зависят от частоты тока.

Действительно, площадь динамической петли гистерезиса магнитопровода зависит от частоты намагничивающего тока (см. § 7.5). Следовательно, и параметры эквивалентного эллипса, определяющие параметры схемы замещения идеализированного однофазного трансформатора, также зависят от частоты намагничивающего тока.

На рис. 8.9 приведена векторная диаграмма идеализированного однофазного нагруженного трансформатора. Начальная фаза, равная нулю, выбрана у вектора магнитного потока $\dot{\Phi}$ в магнитопроводе. Вектор тока намагничивания $\dot{I}_{1х}$ опережает вектор магнитного потока $\dot{\Phi}$ на угол потерь δ так же, как и вектор тока $\dot{I}$ на векторной диаграмме катушки (см. рис. 7.8). Векторы ЭДС $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$, индуктируемых в первичной и вторичной обмотках идеализированного трансформатора, как следует из (8.1), отстают по фазе от вектора магнитного потока на угол $\pi/2$. Длины векторов напряжений между выводами первичной обмотки $\dot{U}_1$ и вторичной обмотки $\dot{U}_2$ равны соответственно длинам векторов ЭДС $\dot{E}_1$ и $\dot{E}_2$, но, как следует из (8.3), векторы напряжений опережают по фазе вектор $\dot{\Phi}$ на угол $\pi/2$.

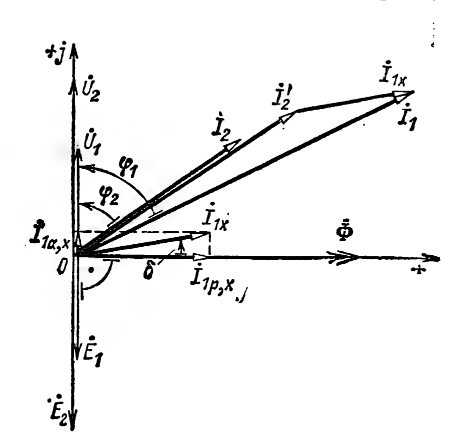


Рис. 8.9.

При заданном комплексном сопротивлении нагрузки идеализированного трансформатора $\underline{Z}_2 = z_2 \angle \varphi_2$ по закону Ома определяется ток во вторичной обмотке $\dot{I}_2 = \dot{U}_2/\underline{Z}_2$ (на диаграмме построен ток $\dot{I}_2$ при $\varphi_2 > 0$, т. е. индуктивном характере нагрузки) и ток в первичной обмотке $\dot{I}_1 = \dot{I}'_2 + \dot{I}_{1х} = (w_2/w_1)\dot{I}_2 + \dot{I}_{1х}$.

8.5. УРАВНЕНИЯ, СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ И ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА РЕАЛЬНОГО ОДНОФАЗНОГО ТРАНСФОРМАТОРА

Составим теперь схему замещения реального однофазного трансформатора (см. рис. 8.5, *б*), в который идеализированный однофазный трансформатор входит как составная часть.

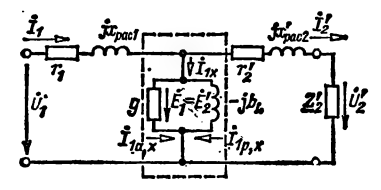


Рис. 8.10.

Схема замещения реального однофазного трансформатора показана на рис. 8.10, где $x_{рас1} = \omega L_{рас1}$; r_1 — индуктивное сопротивление рассеяния и активное сопротивление первичной обмотки; $x'_{рас2} = \omega L'_{рас2} = \omega L_{рас2} (w_1/w_2)^2$ и $r'_2 = r_2 (w_1/w_2)^2$ — приведенные индуктивное сопротивление рассеяния и активное сопротивление вторичной обмотки. Схема замещения идеализированного однофазного трансформатора выделена на рис. 8.10 штриховой линией.

Схеме замещения реального однофазного трансформатора соответствуют уравнения, составленные по второму закону Кирхгофа:

$$\dot{U}_1 = -\dot{E}_1 + r_1\dot{I}_1 + jx_{рас1}\dot{I}_1 = -\dot{E}_1 + \underline{Z}_{об1}\dot{I}_1; \qquad (8.11а)$$

$$\dot{U}_2 = -\dot{E}_2 - r_2\dot{I}_2 - jx_{рас2}\dot{I}_2 = -\dot{E}_2 - \underline{Z}_{об2}\dot{I}_2, \qquad (8.11б)$$

где $\underline{Z}_{об1} = r_1 + jx_{рас1}$ и $\underline{Z}_{об2} = r_2 + jx_{рас2}$ — комплексные сопротивления, учитывающие активные сопротивления обмоток и индуктивности рассеяния.

На рис. 8.11 приведена векторная диаграмма реального однофазного трансформатора. Ее построение аналогично построению диаграммы идеализированного трансформатора (рис. 8.9).

Рис. 8.11.

Из уравнений реального однофазного трансформатора и его векторной диаграммы следует, что отношение действующих значений напряжений между выводами вторичной обмотки и между выводами первичной обмотки не совпадает с отношением действующих значений ЭДС, индуктированных в этих обмотках магнитным потоком Φ в магнитопроводе. Действующие значения напряжений $z_{об1}I_1$ и $z_{об2}I_2$ называются *полными внутренними падениями напряжений* на первичной и вторичной обмотках трансформатора. Следует иметь в виду, что приведенная векторная диаграмма правильно показывает лишь качественные соотношения между величинами. Практически в большинстве случаев треугольники внутреннего падения напряжения малы, т. е. $U_1 \approx E_1$ и $U_2 \approx E_2$, и можно считать, что

$$U_2/U_1 \approx E_2/E_1 = \frac{w_2}{w_1} = n_{21}. \qquad (8.12)$$

Различают несколько режимов работы трансформатора, имеющего номинальную полную мощность $S_{ном} = S_{1ном} = U_{1ном}I_{1ном}$: 1) *номинальный режим*, т. е. режим при номинальных значениях напряжения $U_1 = U_{1ном}$ и тока $I_1 = I_{1ном}$ первичной обмотки трансформатора; 2) *рабочий режим*, при котором напряжение первичной обмотки близко к номинальному значению или равно ему: $U_1 \approx U_{1ном}$, а ток I_1 определяется нагрузкой трансформатора; 3) *режим холостого хода*, т. е. режим ненагруженного трансформатора, при котором цепь вторичной обмотки разомкнута ($I_2 = 0$) или подключена к приемнику с очень большим сопротивлением нагрузки (например, вольтметр); 4) *режим короткого замыкания* трансформатора, при котором его вторичная обмотка коротко замкнута ($U_2 = 0$) или подключена к приемнику с очень малым сопротивлением нагрузки (например, амперметр).

Режимы холостого хода и короткого замыкания возникают при авариях или специально создаются при испытании трансформатора.

8.6. РЕЖИМ ХОЛОСТОГО ХОДА ТРАНСФОРМАТОРА

В режиме холостого хода (рис. 8.12) трансформатор по существу превращается в катушку с магнитопроводом, к обмотке которой с числом витков w_1 подключен источник синусоидального напряжения. Поэтому векторная диаграмма трансформатора при холостом ходе (рис. 8.13) подобна векторной диаграмме катушки с магнитопроводом (рис. 7.8), а отличается от последней лишь некоторыми обозначениями и дополнительно построенным вектором ЭДС вторичной обмотки $\dot{E}_{2x}$.

Опытом холостого хода называется испытание трансформатора при разомкнутой цепи вторичной обмотки и номинальном первичном напряжении $U_{1x} = U_{1ном}$. На основании этого опыта по показаниям измерительных приборов определяют коэффициент трансформации и мощности потерь в магнитопроводе трансформатора. Опыт холостого хода является одним из двух обязательных контрольных опытов при заводском испытании готового трансформатора.

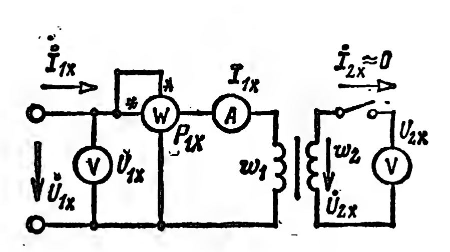


Рис. 8.12.

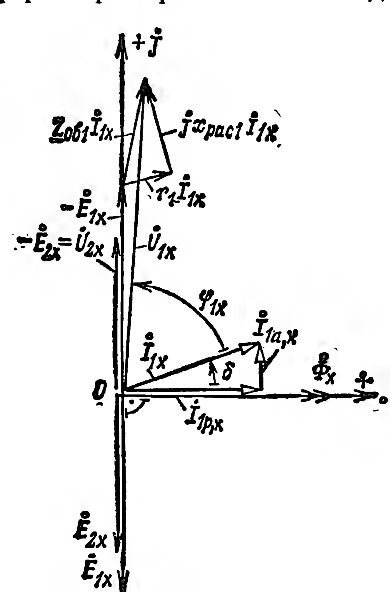


Рис. 8.13.

При номинальном первичном напряжении $U_{1x} = U_{1ном}$ ток холостого хода I_{1x} составляет 3—10 % номинального первичного тока $I_{1ном}$ (тем меньше, чем больше номинальная полная мощность трансформатора), т. е. по (8.11а) $U_{1x} \approx E_{1x}$. Кроме того, при разомкнутой цепи вторичной обмотки всегда $U_{2x} = E_{2x}$. Поэтому, измерив вольтметром и первичное U_{1x} и вторичное U_{2x} напряжения в режиме холостого хода, определяют коэффициент трансформации:

$$n_{21} = w_2/w_1 = E_{2x}/E_{1x} = U_{2x}/U_{1x}. \qquad (8.13)$$

Этот коэффициент указывается на щитках трансформаторов в виде отношения номинальных напряжений трансформатора при холостом ходе, например «6000/230 В» (как отношение высшего напряжения к низшему).

Мощность потерь в трансформаторах при холостом ходе складывается из мощности потерь в магнитопроводе и мощности потерь в проводах первичной обмотки ($r_1 I_{1x}^2$).

При холостом ходе ток $I_{1x} \ll I_{1ном}$ и мощность потерь в проводах ничтожна по сравнению с мощностью потерь в магнитопроводе (исключение составляют лишь трансформаторы, номинальная полная мощность которых меньше 1000 В·А). Поэтому опыт холостого хода служит также для определения *мощности потерь в магнитопроводе трансформатора.*

Мощность потерь в трансформаторе при холостом ходе мала. При номинальной полной мощности трансформаторов 5—50 кВ·А его мощность потерь в режиме холостого хода составляет лишь 1,4—0,9 % номинальной, а при номинальной полной мощности 1—10 МВ·А— только 0,5—0,3 %. Тем не менее мощность потерь в магнитопроводе имеет важное практическое значение, так как силовые трансформаторы отключаются от первичной сети довольно редко.

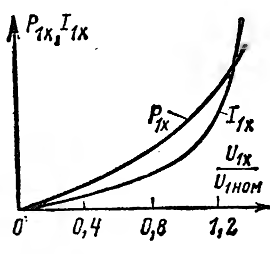


Рис. 8.14.

Ток холостого хода $\dot{I}_{1x}$, как и ток катушки с магнитопроводом, состоит из реактивной $I_{1р,х}$ и активной $I_{1а,х}$ составляющих. Последняя определяется потерями в магнитопроводе на гистерезис и вихревые токи, а также добавочными потерями[1].

Полезно иметь в виду, что в большинстве случаев активная составляющая $I_{1а,х}$ меньше $0{,}1 I_{1р,х}$, и поэтому можно считать, что ток холостого хода отстает по фазе от первичного напряжения практически на четверть периода, т. е. $\varphi_{1x} \approx \pi/2$ (рис. 8.13).

Опыт холостого хода при номинальном первичном напряжении $U_{1x} = U_{1ном}$ является основным при испытании трансформатора. Однако в ряде случаев, например при ограниченных возможностях охлаждения, важно знать, как изменится режим холостого хода трансформатора при изменении первичного напряжения. Зависимости $P_{1x} = f(U_{1x})$ и $I_{1x} = F(U_{1x})$ называются *характеристиками холостого хода* трансформатора (рис. 8.14). При постепенном, начиная с нуля, повышении первичного напряжения U_{1x} сначала, пока магнитопровод не насыщен, ток I_{1x} увеличивается пропорционально напряжению; затем начнет сказываться насыщение магнитопровода (примерно при $U_{1x} > 0{,}8 U_{1ном}$) и ток холостого хода I_{1x} быстро нарастает.

Мощность потерь в магнитопроводе пропорциональна B^2 [см. (7.11) и (7.12)], следовательно, и Φ^2, а так как действующее значение ЭДС E_{1x} пропорционально $\Phi = \Phi_m/\sqrt{2}$ (8.1а) и $E_{1x} \approx U_{1x}$, то P_{1x} пропорциональна U_{1x}^2.

---

[1] Добавочные потери — это потери из-за вибрации листов стали в местах их стыков и расположения шпилек вследствие неравномерного распределения индукции, потери в конструктивных деталях, зависящие от потока рассеяния, и т. д. Все добавочные потери составляют 15—20 % основных потерь в магнитопроводе.

Для большинства трансформаторов допустимый верхний предел длительного повышения напряжения при холостом ходе $U_{1х}$ равен $1{,}1U_{1ном}$, что следует иметь в виду при экспериментах с трансформаторами.

8.7. РЕЖИМ КОРОТКОГО ЗАМЫКАНИЯ ТРАНСФОРМАТОРА

Следует различать режим короткого замыкания в эксплуатационных условиях и опыт короткого замыкания. Первый представляет собой аварийный режим трансформатора, так как трансформатор сильно нагревается и перегрев может вызвать его разрушение.

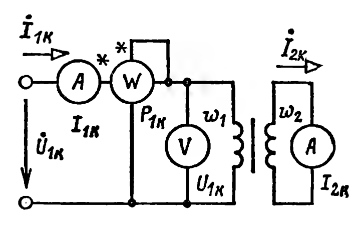


Рис. 8.15.

Опытом короткого замыкания называется испытание трансформатора при короткозамкнутой цепи вторичной обмотки и номинальном первичном токе $I_{1к} = I_{1ном}$. Этот опыт (рис. 8.15) служит для определения важнейших параметров трансформаторов: мощности потерь в проводах, внутреннего падения напряжения и т. п. Опыт короткого замыкания, как и опыт холостого хода, обязателен при заводских испытаниях. В режиме короткого замыкания ($U_2 = 0$) ЭДС $E_{2к}$, индуктируемая во вторичной обмотке, как следует из второго закона Кирхгофа (8.11б), равна сумме напряжений на активном сопротивлении и индуктивном сопротивлении рассеяния вторичной обмотки:

$$\dot E_{2к} = -(r_2 + jx_{рас2})\dot I_{2к},$$

в то время как в рабочем режиме

$$\dot E_2 = -(\dot U_2 + r_2\dot I_2 + jx_{рас2}\dot I_2).$$

Напряжение первичной обмотки в опыте короткого замыкания $U_{1к}$ при токе $I_{1к} = I_{1ном}$ равно примерно 5—10 % номинального $U_{1ном}$. Поэтому действующее значение ЭДС $E_{2к}$ составляет лишь несколько процентов (2—5 %) действующего значения ЭДС E_2 в рабочем режиме. Пропорционально значению ЭДС уменьшается магнитный поток в магнитопроводе (8.1б), а вместе с ним намагничивающий ток и мощность потерь в магнитопроводе, пропорциональная Φ^2. Следовательно, можно считать, что при опыте короткого замыкания вся мощность $P_{1к}$ трансформатора равна мощности потерь в проводах первичной и вторичной обмоток:

$$P_{1к} = r_1 I_{1к}^2 + r_2 I_{2к}^2 = r_1 I_{1к}^2 + r_2' I_{2к}'^2.$$

Так как намагничивающим током $I_{1х}$ ввиду его относительной малости можно пренебречь, то (8.10а) $I_{1к} = I_{2к}'$ и

$$P_{1к} = (r_1 + r_2')\,I_{1к}^2 = r_к I_{1к}^2. \qquad (8.14)$$

С увеличением номинальной полной мощности $S_{ном}$ трансформатора активная мощность $P_{1к}$ в опыте короткого замыкания относи-

тельно убывает. При $S_{ном} = 5 \div 20$ кВ·А отношение $P_{1к}/S_{ном}$ равно 3,7—3 %, а при $S_{ном} = 320 \div 5600$ кВ·А это отношение равно 2—1 %.

По мощности потерь в трансформаторе при коротком замыкании вторичной обмотки $P_{1к}$ и номинальном значении первичного тока $I_{1к} = I_{1ном}$ на основании (8.14) определяется *активное сопротивление короткого замыкания* трансформатора:

$$r_к = P_{1к}/I_{1к}^2. \qquad (8.15)$$

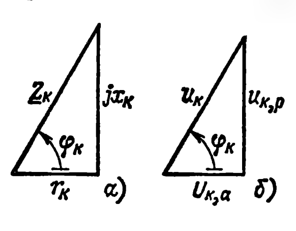


Рис. 8.16.

Чтобы обеспечить минимальные размеры трансформатора, конструкторы выбирают такие плотность тока в проводах и индукцию в магнитопроводе, которые соответствуют почти предельно допустимой температуре нагревания при работе трансформатора. По этой причине для определения мощности потерь в обмотках нагруженного трансформатора значение $r_к$, найденное из опыта короткого замыкания, должно быть соответственно пересчитано (приведено к температуре 75 °С) (см. табл. 1.2).

Индуктивное сопротивление короткого замыкания можно считать не зависящим от температуры. Поэтому оно определяется непосредственно из результатов опыта:

$$x_к = \sqrt{z_к^2 - r_к^2} = \sqrt{(U_{1к}/I_{1к})^2 - r_к^2}. \qquad (8.16)$$

Таким образом, *полное сопротивление короткого замыкания*, приведенное к рабочей температуре 75 °С,

$$z_к = \sqrt{r_{к75°}^2 + x_к^2}. \qquad (8.17)$$

На рис. 8.16, *а* и *б* построены треугольник сопротивлений и подобный ему имеющий важное практическое значение *основной треугольник короткого замыкания*, катеты которого представляют в процентах номинального напряжения $U_{1ном}$ активную и индуктивную составляющие первичного напряжения в опыте короткого замыкания $U_{1к}$. Эти составляющие определяются при номинальном токе в первичной обмотке $I_{1к} = I_{1ном}$, т. е. катеты

$$u_{к,а} = \frac{r_к I_{1ном}}{U_{1ном}} 100\ \%;$$

$$u_{к,р} = \frac{x_к I_{1ном}}{U_{1ном}} 100\ \%,$$

и гипотенуза

$$u_к = \frac{z_к I_{1ном}}{U_{1ном}} 100\ \%.$$

Напряжение короткого замыкания $u_к$ является важным параметром трансформатора, на основании которого определяются изменения вторичного напряжения нагруженного трансформатора (см. § 8.8). Напряжение короткого замыкания указывается на щитке трансформатора.

Чем выше номинальные напряжения обмоток трансформатора, тем больше напряжение $u_к$, так как с увеличением толщины изоляции проводов возрастают потокосцепления рассеяния, а следовательно, и индуктивные сопротивления рассеяния $x_{рас1}$ и $x_{рас2}$. При номинальной полной мощности $S_{ном} = 5000 \div 5600$ кВ·А и номинальном высшем напряжении 6,3 и 10 кВ напряжение $u_к = 5{,}5$ %, а при номинальной полной мощности 3200—4200 кВ·А и номинальном высшем напряжении 35 кВ напряжение $u_к = 7$ %.

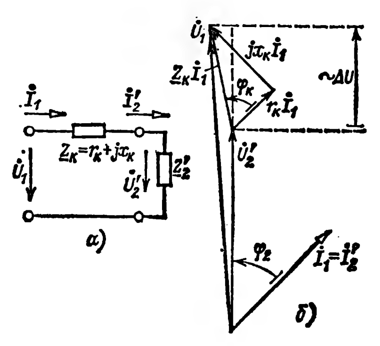


Рис. 8.17.

Опыт короткого замыкания может служить также контрольным опытом для определения коэффициента трансформации. При коротком замыкании в уравнении (8.4) составляющая $I_{1x}w_1$ ничтожно мала по сравнению с двумя другими составляющими и ею можно пренебречь; следовательно,

$$w_1 I_{1к} \approx w_2 I_{2к} \qquad (8.18)$$

и коэффициент трансформации

$$n_{21} = w_2/w_1 \approx I_{1к}/I_{2к}. \qquad (8.19)$$

Пренебрегая током холостого хода трансформатора I_{1x} и определив параметры трансформатора $r_к$ и $x_к$ из опыта короткого замыкания, составим (рис. 8.17, *а*) упрощенную эквивалентную схему замещения трансформатора, для которой на рис. 8.17, *б* построена векторная диаграмма.

8.8. ВНЕШНИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ТРАНСФОРМАТОРА

Рассмотрим режим работы трансформатора при различных значениях комплексного сопротивления нагрузки $\underline{Z}_2 = z_2 \angle \varphi_2$. Если напряжение между выводами первичной обмотки трансформатора постоянно и равно номинальному значению $U_1 = U_{1ном}$, то при изменении комплексного сопротивления нагрузки изменяются токи в обмотках трансформатора $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ и вторичное напряжение $\dot{U}_2$.

Чтобы определить изменение вторичного напряжения, его обычно приводят к числу витков первичной обмотки. *Изменением напряжения* называется разность действующих значений приведенного вторичного напряжения $U_2' = (w_1/w_2)U_2$ при холостом ходе и при заданном комплексном сопротивлении нагрузки. Первое из них практически равно $U_{1ном}$. Следовательно, изменение напряжения равно $U_{1ном} - U_2'$. Оно выражается обыкновенно в процентах номинального первичного напряжения и называется *процентным изменением напряжения трансформатора*:

$$\Delta U\,\% = \frac{U_{1ном} - U_2'}{U_{1ном}} 100\ \%. \qquad (8.20)$$

Из упрощенной эквивалентной схемы замещения трансформатора (рис. 8.17, *а*) и его векторной диаграммы (рис. 8.17, *б*) следует, что изменение напряжения трансформатора

$$U_{1ном} - U_2' \approx (r_к \cos \varphi_2 + x_к \sin \varphi_2) I_1,$$

или по (8.20)

$$\Delta U\% = \frac{I_1}{U_{1ном}} (r_к \cos \varphi_2 + x_к \sin \varphi_2) \cdot 100\ \%. \qquad (8.21)$$

По (8.21) на рис. 8.18, *а* построена зависимость изменения напряжения от коэффициента мощности нагрузки $\cos \varphi_2$ при $I_1 = \mathrm{const}$. Наибольшее значение ΔU % соответствует условию $\cos \varphi_2 = \cos \varphi_к$, при выполнении которого вектор внутреннего падения напряжения $\underline{Z}_к \dot{I}_1$ совпадает по направлению с вектором первичного напряжения $\dot{U}_1$ (рис. 8.17, *б*), вследствие чего

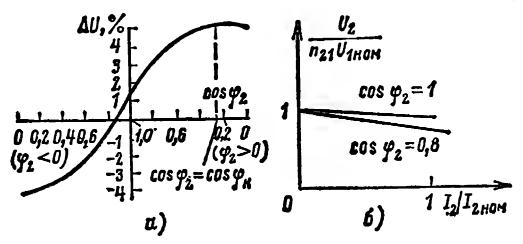


Рис. 8.18.

$$U_2' = U_1 - z_к I_1.$$

Внешняя характеристика трансформатора определяет зависимость изменения вторичного напряжения U_2 от тока нагрузки $I_2 = n_{21} I_1$ при постоянном коэффициенте мощности приемника $\cos \varphi_2 = \mathrm{const}$ и номинальном первичном напряжении $U_1 = U_{1ном}$. Часто для определения внешней характеристики пользуются относительными единицами, т. е. отношением вторичного напряжения к его номинальному значению: $U_{2ном} = n_{21} U_{1ном}$, и коэффициентом загрузки трансформатора

$$k_з = I_2 / I_{2ном}, \qquad (8.22)$$

где $I_{2ном}$ — ток нагрузки при номинальном первичном токе $I_1 = I_{1ном}$. С учетом (8.20) и (8.21) внешняя характеристика трансформатора в относительных единицах выражается зависимостью

$$U_2 / n_{21} U_{1ном} = \left(1 - \frac{\Delta U\%}{100}\right) = 1 - k_з \frac{I_{1ном}}{U_{1ном}} (r_к \cos \varphi_2 + x_к \sin \varphi_2),$$

которая при $\varphi_2 > 0$ представлена на рис. 8.18, *б*.

8.9. МОЩНОСТЬ ПОТЕРЬ В ТРАНСФОРМАТОРЕ

Отношение активной мощности P_2 на выходе трансформатора к активной мощности P_1 на входе (рис. 8.4)

$$\eta = P_2 / P_1 \text{ или } \eta\ \% = (P_2/P_1) \cdot 100\ \% \qquad (8.23)$$

называется КПД трансформатора. В общем случае КПД трансформатора зависит от режима работы.

При номинальных значениях напряжение $U_1 = U_{1ном}$ и тока $I_1 = I_{1ном}$ первичной обмотки трансформатора и коэффициенте мощности прием-

ника $\cos\varphi_2 > 0{,}8$ КПД очень высок и у мощных трансформаторов превышает 99 %. По этой причине почти не применяется прямое определение КПД трансформатора, т. е. на основании непосредственного измерения мощностей P_2 и P_1. Для получения удовлетворительных результатов нужно было бы измерять мощности P_1 и P_2 с такой высокой точностью, какую практически получить очень трудно. Но относительно просто можно определить КПД методом косвенного измерения, основанного на прямом измерении мощности потерь в трансформаторе. Так как мощность потерь $\Delta P = P_1 - P_2$, то КПД трансформатора

$$\eta = \frac{P_2}{P_2+\Delta P} = \frac{P_1-\Delta P}{P_1} = 1 - \frac{\Delta P}{P_1} = 1 - \frac{\Delta P}{P_2+\Delta P}. \tag{8.24}$$

Мощность потерь в трансформаторе равна сумме мощностей потерь в магнитопроводе P_c и в проводах обмоток $P_{пр}$. При номинальных значениях первичных напряжения $U_1 = U_{1ном}$ и тока $I_1 = I_{1ном}$ мощности потерь в магнитопроводе и проводах обмоток практически равны активным мощностям трансформатора в опытах холостого хода (см. § 8.6) и короткого замыкания (см. § 8.7) соответственно.

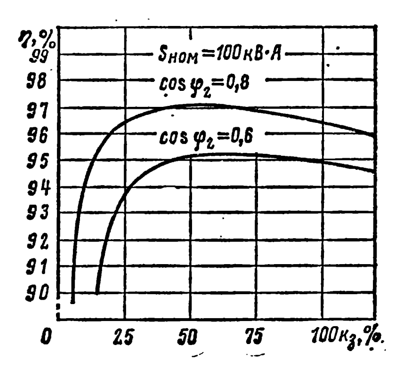


Рис. 8.19.

Рассмотрим зависимость КПД трансформатора от режима работы при номинальном первичном напряжении $U_1 = U_{1ном}$ в случае приемника с переменным полным сопротивлением z_2 и постоянным коэффициентом мощности $\cos\varphi_2 = \text{const}$. При изменении полного сопротивления приемника изменяются его мощность, токи в обмотках, а следовательно, потери в проводах обмоток и КПД трансформатора. Потери в проводах обмоток называют *переменными потерями* трансформатора, потери в магнитопроводе — *постоянными потерями.*

Мощность потерь в проводах обмоток равна (рис. 8.17, *а*):

$$r_к (I_2')^2 = k_з^2 r_к (I'_{2ном})^2 = k_з^2 P_{к,\,ном},$$

где $k_з$ — коэффициент загрузки трансформатора (8.22); $P_{к,\,ном}$ — мощность потерь в проводах обмоток при номинальных токах.

При изменении тока вторичной обмотки от нуля до номинального можно считать, что $U_2 \approx \text{const} \approx U_{2ном} = U_{1ном} n_{21}$.

Активная мощность на выходе трансформатора

$$P_2 = U_2 I_2 \cos\varphi_2 = k_з U_2 I_{2ном} \cos\varphi_2 \approx k_з S_{ном} \cos\varphi_2,$$

КПД трансформатора по (8.24)

$$\eta = \left(1 - \frac{\Delta P}{P_2+\Delta P}\right)\cdot 100\,\% \approx \left(1 - \frac{k_з^2 P_{к,\,ном} + P_c}{k_з S_{ном}\cos\varphi_2 + k_з^2 P_{к,\,ном} + P_c}\right)\cdot 100\,\%.$$

Следовательно, КПД трансформатора зависит от значений коэффициента мощности приемника $\cos\varphi_2$ и коэффициента загрузки $k_з$. При постоянном значении коэффициента мощности приемника, приравняв нулю производную от η по $k_з$, найдем, что КПД трансформатора максимальный при $k_з = \sqrt{P_с/P_{к,ном}}$. Следовательно, максимум КПД для максимальной загрузки ($k_з = 1$) можно получить при равенстве мощностей потерь в магнитопроводе и потерь в проводах.

В действительности при проектировании трансформатора приходится учитывать, что трансформатор значительную часть времени может быть не полностью загружен. По этой причине трансформаторы обычно рассчитывают так, чтобы максимум КПД (рис. 8.19) соответствовал средней нагрузке; например, при отношении мощностей потерь $P_с/P_{к,ном} = 0{,}5 \div 0{,}25$ максимум КПД будет при нагрузке, которой соответствует

$$k_з = \sqrt{P_с/P_{к,\,ном}} = 0{,}7 \div 0{,}5.$$

8.10. ОСОБЕННОСТИ ТРЕХФАЗНЫХ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Все полученное выше для однофазных трансформаторов можно распространить на каждую фазу трехфазного трансформатора в случае симметричной нагрузки. Рассмотрим особенности устройства и работы трехфазных трансформаторов.

Для трансформирования трехфазной системы токов можно воспользоваться трансформаторной группой — тремя однофазными трансформаторами (рис. 8.20, *а*), работающими как один агрегат. Но можно объединить три однофазных трансформатора в один трехфазный аппарат и при этом получить экономию материалов. Покажем наглядно, что обусловливает экономию материала при построении трехфазного трансформатора.

Составим магнитопровод трехфазного трансформатора, оставив без изменения те части магнитопроводов трех однофазных трансформаторов, на которых расположены обмотки, и соединив свободные части вместе (рис. 8.20, *б*). Такое построение магнитной системы можно сопоставить с соединением трех электрических цепей по схеме звезда (см. рис. 3.4). Но для трехфазной системы при симметричной нагрузке нейтральный провод не нужен, так как тока в нейтральном проводе нет; отказавшись от нейтрального провода, получим экономию меди. Нейтральному проводу в магнитной системе трехфазного трансформатора соответствует средний общий стержень (рис. 8.20, *б*). При симметричной трехфазной системе этот стержень не нужен и может быть удален (рис. 8.20, *в*), так как сумма мгновенных значений трех магнитных потоков в любой момент времени равна нулю.

Симметричный магнитопровод (рис. 8.20, *в*) неудобен для изготовления и обычно заменяется несимметричным магнитопроводом (рис. 8.20, *г*), который можно считать выпрямленным вариантом симметричного магнитопровода. Симметричная трехфазная система первичных токов трансформатора возбуждает и в таком несимметричном

магнитопроводе симметричную систему магнитных потоков (см. § 7.1). Но вследствие неравенства магнитных сопротивлений различных стержней магнитопровода значения намагничивающих токов отдельных фаз не одинаковые. Однако эта несимметрия намагничивающих токов существенного значения не имеет.

Трансформаторная группа из трех однофазных трансформаторов дороже, чем трехфазный трансформатор той же мощности; она занимает больше места, и ее КПД несколько ниже. Но при такой группе в качестве резерва на случай аварии или при ремонте достаточно иметь один однофазный трансформатор, так как маловероятно одновременное повреждение всех трех однофазных трансформаторов, а профилактически ремонтировать их можно поочередно. Для трех-

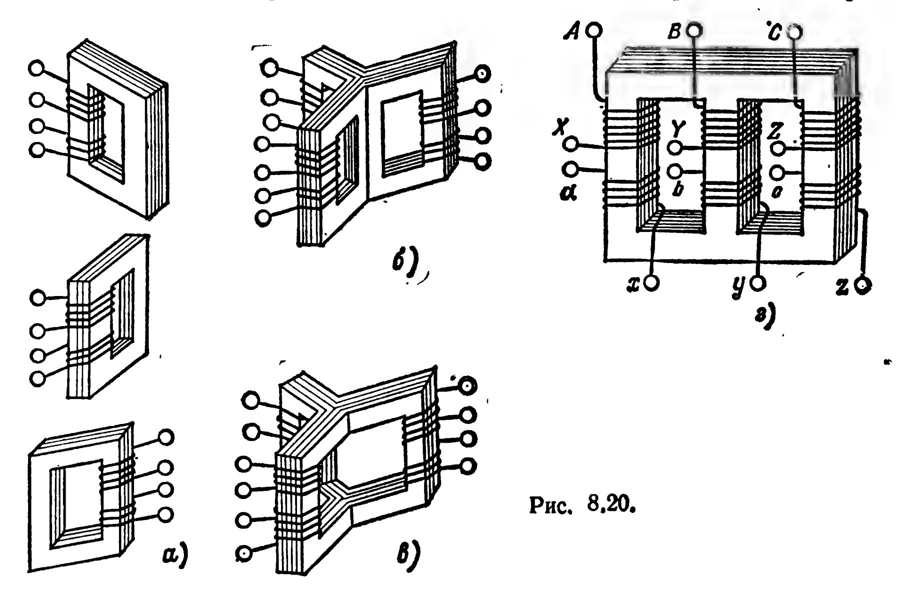


Рис. 8.20.

фазного трансформатора в качестве резерва необходим тоже трехфазный трансформатор. Таким образом, трехфазная группа при прочих равных условиях обеспечивает большую надежность во время эксплуатации. Наконец, перевозка и установка трех однофазных трансформаторов большой мощности значительно проще перевозки и установки трехфазного трансформатора значительно большей мощности.

Практически большинство трансформаторов малой и средней мощности выполняются трехфазными, а в случае больших мощностей вопрос решается с учетом всех конкретных условий. Согласно ГОСТ трехфазные трансформаторы изготовляются мощностью до 60 000 кВ · А, но, начиная с мощности 1800 кВ · А, допускается применение трехфазных групп.

Выводы обмоток трехфазного трансформатора размечаются в порядке чередования фаз: на стороне высшего напряжения выводы *A*, *B*, *C* — начала обмоток, *X*, *Y*, *Z* — их концы; на стороне низшего напряжения — соответственно *a*, *b*, *c* и *x*, *y*, *z* (рис. 8.20, *г*).

Обмотки трехфазного трансформатора соединяются по схеме звезда или треугольник. Эти два соединения условно обозначаются символами Y и Δ. Соединение обеих обмоток трехфазного трансформатора по схеме звезда наиболее простое и дешевое. В этом случае каждая из обмоток и ее изоляция при глухом заземлении нейтральной точки должны быть рассчитаны на фазное напряжение и линейный ток. Так как число витков обмотки трансформатора прямо пропорционально напряжению (7.26), то при соединении по схеме звезда для каждой из обмоток необходимо меньшее число витков, но большее сечение проводов с изоляцией, рассчитанной лишь на фазное напряжение. Соединение обеих обмоток по схеме звезда широко применяется для трансформаторов небольшой и средней мощности (примерно до 1800 кВ·А). Это соединение наиболее желательно при высоких напряжениях, так как при такой схеме изоляция обмоток рассчитывается лишь на фазное напряжение. Чем выше напряжение и меньше ток, тем относительно дороже соединение по схеме треугольник.

Соединение обмоток по схеме треугольник конструктивно оправдано при больших токах. По этой причине соединение Y/Δ можно считать наиболее распространенным для трансформаторов большой мощности в тех случаях, когда на стороне низшего напряжения не нужен нейтральный провод.

Из соотношений в трехфазной системе (см. § 3.2 и 3.3) следует, что у трехфазных трансформаторов только отношение фазных напряжений $U_{1ф}/U_{2ф}$ приближенно равно отношению чисел витков первичной и вторичной обмоток w_1/w_2, а отношение линейных напряжений зависит от вида соединения обмоток. При одинаковом соединении (Y/Y или Δ/Δ) отношение линейных напряжений равно фазному коэффициенту трансформации. Но при различных соединениях (Y/Δ и Δ/Y) отношение линейных напряжений меньще или больше этого коэффициента в $\sqrt{3}$ раз. Поэтому можно изменить вторичное линейное напряжение трансформатора соответствующим изменением схемы соединения его обмоток.

8.11. ГРУППЫ СОЕДИНЕНИЙ ОБМОТОК ТРАНСФОРМАТОРОВ

При рабочем режиме работы трансформатора фазы первичных и вторичных напряжений u_1, u_2 и токов i_1, i_2 для выбранных на рис. 8.21 положительных направлений практически совпадают. Для выбранных положительных направлений тока $i_н$ и напряжения $u_н$ приемника следует $i_н = i_2$, $u_н = u_2$ или $i_н = -i_2$; $u_н = -u_2$, если ключ K находится в положении *1* или в положении *2*. В первом случае фазы тока и напряжения приемника и фазы вторичных тока и напряжения трансформатора совпадают, во втором случае фазы противоположны. Эти фазовые соотношения весьма важны при параллельном соединении трансформаторов, использовании измерительных трансформаторов и т. д.

Для условного обозначения сдвига фазы вторичного напряжения по отношению к первичному принято деление трансформаторов по груп-

пам соединений. При определении группы соединений трансформатора первичным напряжением считается его высшее напряжение, а вторичным — низшее.

Основанием для деления трансформаторов по группам соединений служит значение угла сдвига фаз между линейными высшим и низшим напряжениями. У двух трансформаторов с одинаковой группой соединений этот сдвиг фаз должен быть одинаков.

Обозначение групп соединений основано на сопоставлении относительного положения векторов высшего и низшего линейных напряжений на комплексной плоскости с положением минутной и часовой стрелок. Для сопоставления минутная стрелка считается установленной на цифре 12 и с ней совмещается вектор линейного высшего напряжения, а часовая стрелка совмещается с вектором линейного низшего напряжения. Угол 30°, равный центральному углу между двумя соседними цифрами часового циферблата, служит единицей при отсчете угла сдвига фаз. Отсчет угла производится от минутной к часовой стрелке по направлению их вращения. Группе соединений дается название по положению часовой стрелки.

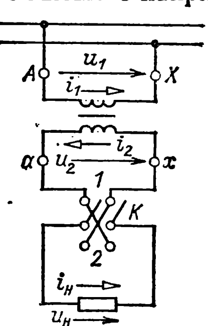


Рис. 8.21.

В случае однофазного трансформатора вектор низшего напряжения может составлять с вектором высшего напряжения приближенно угол или 0° или 180°. В первом случае это соответствует положению обеих стрелок на цифре 12, поэтому такое соединение именуется группой 0. Во втором случае часовая стрелка должна быть поставлена на 6, т. е. это будет группа 6. В последнем случае первичная и вторичная обмотки намотаны противоположно относительно направления магнитного потока. Согласно ГОСТ для однофазных трансформаторов установлена одна стандартная группа соединений — 0.

У трехфазных трансформаторов возможны все 12 различных групп соединений, но желательно иметь минимальное их число. Поэтому для трехфазных трансформаторов выбраны только две стандартные группы: 11 и 0. Группе 11 соответствуют два вида соединения обмоток: звезда/треугольник (Y/Δ-11) и звезда с выведенной нейтральной точкой треугольник ($Y_н$/Δ-11). Группе 0 соответствует один способ соединения обмоток (звезда /звезда с выведенной нейтральной точкой (Y/$Y_н$-0). В числителе обозначения всегда указывается, как соединены обмотки высшего напряжения.

Группа Y/$Y_н$-0 применяется для трансформаторов с высшим напряжением до 35 кВ включительно при низшем напряжении 230 В и мощности до 560 кВ·А или при том же пределе высшего напряжения, низшем напряжении 400 В и мощности до 1800 кВ·А. Оба вида соединения по группе 11 применяются для более мощных трансформаторов и более высоких напряжений.

В качестве примера на рис. 8.22 показано, как при соединении Y/Δ вектор низшего (в данном случае вторичного) линейного напря-

жения $\dot{U}_{ab}$ образует с вектором высшего (первичного) линейного напряжения $\dot{U}_{AB}$ угол 330°, который равен углу между стрелками в 11 часов; следовательно, это соединение относится к группе 11.

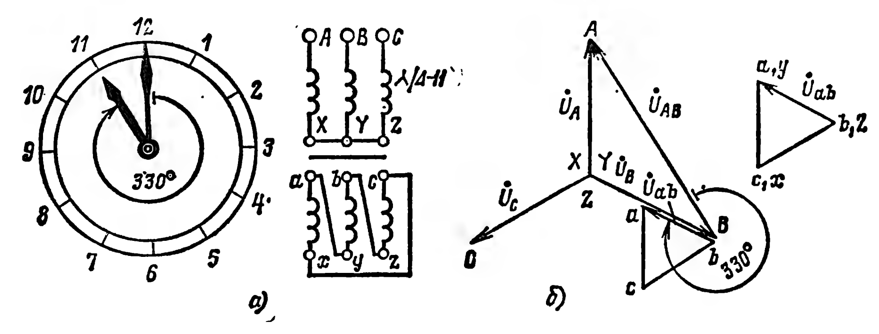


Рис. 8.22.

В зарубежной практике трансформаторостроения применяются и другие, нестандартизованные в СССР, группы соединений.

8.12. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ТРАНСФОРМАТОРОВ

При параллельной работе первичные обмотки трансформаторов получают энергию от общего источника (от общей линии на рис. 8.23), а вторичные обмотки подключаются к общему приемнику (к общей линии на рис. 8.23).

Трансформаторы, включаемые на параллельную работу, должны удовлетворять трем условиям, из которых первое должно быть выполнено безусловно, а второе и третье допускают в известных пределах небольшие отклонения. Эти три условия следующие:

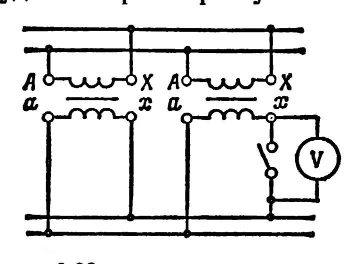


Рис. 8.23.

1) одна и та же группа соединений (в случае трехфазных трансформаторов 0 или 11);

2) одинаковые номинальные первичные и вторичные напряжения; разница значений коэффициентов трансформации не должна превышать 0,5 %;

3) одинаковые напряжения короткого замыкания (допускается отклонение ± 10 %).

Выполнение первых двух условий предупреждает возникновение больших уравнительных токов в обмотках трансформаторов при холостом ходе вследствие несовпадения фаз или неравенства вторичных ЭДС.

При параллельном включении двух однофазных трансформаторов для правильного выбора вторичных выводов можно присоединить вольтметр параллельно разомкнутым контактам рубильника (рис. 8.23), который служит для включения второго трансформатора. Если выводы

выбраны правильно, то стрелка вольтметра не отклоняется; в противном случае вольтметр показывает удвоенное значение вторичного напряжения трансформаторов.

Если не соблюдено первое условие при параллельном соединении двух трехфазных трансформаторов, то между вторичными линейными напряжениями получается сдвиг фаз, равный 30°. Поэтому в каждом контуре, образуемом двумя фазными обмотками (двух трансформаторов), будет действовать результирующая ЭДС. Так как сопротивление обмоток мало, то эта ЭДС создает в контуре очень большой ток, опасный для обмоток трансформаторов.

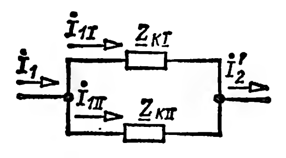


Рис. 8.24.

Третье условие должно выполняться для того, чтобы нагрузка распределялась между параллельно работающими трансформаторами пропорционально их номинальным полным мощностям. В упрощенной эквивалентной схеме замещения (см. рис. 8.17, *а*) трансформатор представлен цепью с комплексным сопротивлением короткого замыкания $\underline{Z}_к$ (см. § 8.7). Два параллельно работающих трансформатора могут быть изображены в общей эквивалентной схеме замещения двумя соединенными параллельно ветвями с комплексными сопротивлениями короткого замыкания $\underline{Z}_{кI}$ и $\underline{Z}_{кII}$ (рис. 8.24). При таком соединении действующие значения токов I_{1I} и I_{1II} обратно пропорциональны полным сопротивлениям параллельных ветвей:

$$I_{1I}/I_{1II} = z_{кII}/z_{кI}. \qquad (8.25)$$

Напряжение короткого замыкания трансформатора пропорционально произведению номинального первичного тока $I_{1ном}$ трансформатора на его полное сопротивление короткого замыкания $z_к$. Если эти напряжения у двух трансформаторов равны, то

$$z_{кI} I_{1I\,ном} = z_{кII} I_{1II\,ном}.$$

Так как первичные номинальные напряжения ($U_{1ном}$) у трансформаторов при параллельном включении должны быть одинаковы, то при выполнении последнего соотношения получим:

$$\frac{z_{кII}}{z_{кI}} = \frac{I_{1I\,ном}}{I_{1II\,ном}} = \frac{U_{1\,ном} I_{1I\,ном}}{U_{1\,ном} I_{1II\,ном}} = \frac{S_{I\,ном}}{S_{II\,ном}}$$

и по (8.25)

$$I_{1I}/I_{1II} = z_{кII}/z_{кI} = S_{I\,ном}/S_{II\,ном},$$

т. е. токи распределяются между трансформаторами пропорционально их номинальным полным мощностям. Таким образом, равенство напряжений короткого замыкания обеспечивает распределение нагрузки между трансформаторами пропорционально их номинальной полной мощности.

8.13. ОДНОФАЗНЫЕ И ТРЕХФАЗНЫЕ АВТОТРАНСФОРМАТОРЫ

В ряде случаев при передаче электроэнергии требуется соединить через трансформатор электрические цепи, отношение номинальных напряжений которых не превышает 2, например цепи высокого напряжения 110 и 220 кВ. В подобных случаях экономически целесообразно вместо трансформатора применить автотрансформатор, так как его КПД выше, а размеры меньше, чем у трансформатора той же номинальной мощности.

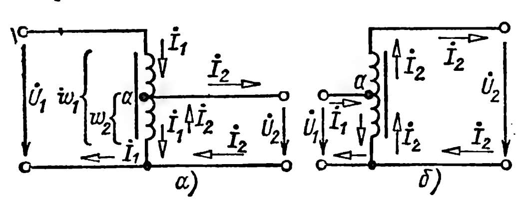


Рис. 8.25.

Автотрансформатор отличается от трансформатора тем, что имеет лишь одну обмотку — обмотку высшего напряжения, а обмоткой низшего напряжения служит часть обмотки высшего напряжения. Обмотка высшего напряжения автотрансформатора может быть первичной (рис. 8.25, *а*) или вторичной (рис. 8.25, *б*) обмоткой аппарата.

При заданном первичном напряжении автотрансформатора и числе витков w_1 амплитуду магнитного потока Φ_m в магнитопроводе можно считать вполне определенной, так как по (8.3а) и (7.3в)

$$U_1 \approx 4{,}44 f w_1 \Phi_m$$

(равенство получается для идеализированного трансформатора). Этот магнитный поток индуктирует в каждом витке обмотки ЭДС, практически не зависящую от тока в обмотке. Следовательно, постоянными поддерживаются и напряжения между отдельными частями обмотки.

Напряжения и токи автотрансформатора связаны теми же приближенными соотношениями, что и в трансформаторе [см. (8.12) и (8.19)]:

$$U_1/U_2 \approx w_1/w_2 \approx I_2/I_1.$$

Ток в общей части обмотки равен разности первичного $\dot{I}_1$ и вторичного $\dot{I}_2$ токов (рис. 8.25). Фазы этих токов, так же как у трансформатора (рис. 8.11), почти одинаковые; поэтому, пренебрегая влиянием намагничивающего тока $\dot{I}_{1x}$, можно считать, что в общей части обмотки действующее значение тока равно разности $|I_1 - I_2|$.

Если коэффициент трансформации $n_{12} = w_1/w_2$ лишь немного отличается от единицы, то действующие значения токов I_2 и I_1 почти одинаковые и их разность $|I_2 - I_1|$ мала по сравнению с каждым из них. Поэтому общую часть первичной и вторичной обмоток можно сделать из значительно более тонкого провода, т. е. стоимость обмотки автотрансформатора меньше, чем обмоток трансформатора, для ее размещения требуется меньше места.

Размеры трансформатора зависят от его расчетной полной мощности

$$S_т = U_1 I_1 \approx U_2 I_2,$$

т. е. номинальной полной мощности в сопротивлении нагрузки трансформатора, а у автотрансформатора его расчетная полная мощность $S_{ат}$ меньше полной мощности в сопротивлении нагрузки.

Расчетная полная мощность общей части обмотки автотрансформатора (рис. 8.25, *а*)

$$S' \approx U_2(I_2 - I_1) \approx U_2 I_2 (1 - w_2/w_1);$$

расчетная полная мощность остальной части обмотки

$$S'' \approx (U_1 - U_2) I_1 = U_1 I_1 (1 - w_2/w_1),$$

а так как приближенно $U_2 I_2 \approx U_1 I_1$, то $S' \approx S'' \approx S_{ат}$.

Расчетная полная мощность каждой из обмоток обычного трансформатора

$$S_т = U_1 I_1 \approx U_2 I_2.$$

Следовательно, при одной и той же полной мощности в сопротивлении нагрузки получается следующее соотношение между расчетными полными мощностями автотрансформатора и трансформатора:

$$S_{ат}/S_т = 1 - w_2/w_1,$$

т. е. чем меньше различаются числа витков w_2 и w_1, тем выгоднее применение автотрансформатора.

Итак, преимущества автотрансформатора уменьшаются с увеличением коэффициента трансформации. Кроме того, только при высшем и низшем напряжениях одного порядка электрическое соединение цепей высшего и низшего напряжений не встречает препятствий. Но автотрансформатор нельзя применить, например, для питания распределительной сети 220 В от сети высокого напряжения 6000 В. При таком автотрансформаторе не только пришлось бы рассчитать изоляцию распределительной сети на 6000 В, что чрезвычайно увеличило бы ее стоимость, но пользоваться такой распределительной сетью было бы опасно для жизни.

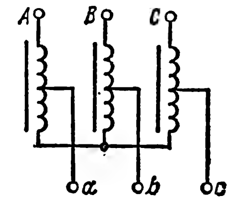


Рис. 8.26.

Обмотки трехфазных автотрансформаторов обычно соединяются по схеме звезда с выведенной нейтральной точкой или без нее (рис. 8.26).

Изменением положения точки *а* на обмотке автотрансформатора (рис. 8.25) можно плавно регулировать вторичное напряжение, например в лабораторных автотрансформаторах (ЛАТР), у которых одним из выводов вторичной цепи служит подвижный контакт.

8.14. МНОГООБМОТОЧНЫЕ ТРАНСФОРМАТОРЫ

Во многих электрических установках желательна энергетическая связь нескольких цепей с различными номинальными напряжениями. Такая связь может быть получена при помощи многообмоточного трансформатора, у которого одна или несколько первичных обмоток и несколько вторичных обмоток. Простейший из многообмоточных трансформаторов — трехобмоточный широко применяется в современных сетях высокого напряжения.

Трехобмоточный трансформатор имеет три электрически не связанные между собой обмотки: высшего напряжения (ВН) с числом витков w_1, среднего напряже-

ния (СН) с числом витков w_2 и низшего напряжения (НН) с числом витков w_3, например ВН 220 кВ, СН 38,5 кВ, НН 11 кВ. Эти три обмотки трансформатора (одна первичная и две вторичные) размещены на одном общем магнитопроводе. Последний ничем не отличается от магнитопровода двухобмоточного трансформатора. Намагничивающий ток первичной обмотки трехобмоточного трансформатора возбуждает в магнитопроводе магнитный поток, который индуктирует во всех обмотках ЭДС, пропорциональные числам витков обмоток. Если вторичные обмотки нагружены токами $\dot{I}_2$ и $\dot{I}_3$, то МДС первичной обмотки должна уравновешивать размагничивающее действие МДС этих токов и, кроме того, иметь намагничивающую составляющую МДС. Поэтому аналогично (8.4)

$$\dot{I}_1 w_1 = \dot{I}_2 w_2 + \dot{I}_3 w_3 + \dot{I}_{1x} w_1, \tag{8.26}$$

и первичный ток трансформатора можно рассматривать как сумму приведенных токов второй и третьей обмоток и намагничивающего тока [см. (8.10а)]:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}'_2 + \dot{I}'_3 + \dot{I}_{1x}, \tag{8.27}$$

где $\dot{I}'_2 = (w_2/w_1)\dot{I}_2$; $\dot{I}'_3 = (w_3/w_1)\dot{I}_3$.

Таким образом, в трехобмоточном трансформаторе происходит передача энергии одновременно в две вторичные цепи второй и третьей обмоток.

Вероятность одновременной номинальной нагрузки обеих вторичных обмоток, при которой, кроме того, токи нагрузки $\dot{I}_2$ и $\dot{I}_3$ совпадают по фазе, мала. Поэтому первичная обмотка обычно рассчитывается на номинальную мощность меньшую, чем сумма номинальных мощностей вторичных обмоток. Номинальной мощностью трехобмоточного трансформатора считается полная мощность его наиболее мощной обмотки.

У трехобмоточного трансформатора различают три коэффициента трансформации:

$$n_{12} = \frac{w_1}{w_2}; \quad n_{13} = \frac{w_1}{w_3}; \quad n_{23} = \frac{w_2}{w_3} = \frac{n_{13}}{n_{12}}.$$

Эти коэффициенты трансформации определяются по отношению напряжений при холостом ходе, как и для двухобмоточных трансформаторов (8.13).

В последние годы вместо трехобмоточных трансформаторов во многих случаях применяются трансформаторы, у которых обмотки ВН и СН имеют автотрансформаторную связь, а трансформаторная связь остается лишь для обмотки НН, изолированной от обмоток ВН и СН.

8.15. КОНСТРУКЦИИ МАГНИТОПРОВОДОВ И ОБМОТОК

Рабочие условия трансформатора определяют ряд особенностей в конструкции основных частей трансформатора: магнитопровода, обмоток и бака с маслом у трансформаторов с масляным охлаждением.

Магнитопровод трансформатора набирается из листов электротехнической стали толщиной 0,35 или 0,5 мм, содержащей для уменьшения мощности потерь от вихревых токов до 4—5 % кремния. Для получения изоляции между листами их перед сборкой магнитопровода покрывают изоляционным лаком. Листы стягивают в пачки стальными шпильками, изолированными от листов, чтобы не образовались короткозамкнутые витки. В зависимости от положения магнитопровода по отношению к обмоткам принято различать *стержневые трансформаторы* (рис. 8.27), у которых обмотки охватывают стержни магнитопровода, и *броневые* (рис. 8.28), у которых магнитопровод частично охватывает обмотки. Те и другие магнитопроводы могут быть как у однофазных трансформаторов (рис. 8.27, *а*), так и у трехфазных (рис. 8.27, *б*).

Стержневой магнитопровод составляют стержни, на которых размещаются обмотки, и два ярма, замыкающие магнитную цепь. Он проще по конструкции, чем броневой, и для обмоток проще получить необходимую изоляцию. По этим причинам у большинства трансформаторов стержневые магнитопроводы. Для лучшего использования площади окна магнитопровода поперечное сечение стержня имеет форму ступенчатого многоугольника с тем большим числом ступеней, чем мощнее трансформатор; лишь у малых трансформаторов поперечное сечение имеет форму

прямоугольника или квадрата. В трансформаторах средней и большой мощности для лучшего охлаждения между отдельными пакетами пластин магнитопровода предусмотрены каналы для масла. Ярмо стержневого магнитопровода имеет ступенчатую или прямоугольную форму. Некоторым преимуществом броневого магнитопровода можно считать частичную защиту обмоток от механических повреждений. Броневой магнитопровод применяется для маломощных сухих трансформаторов.

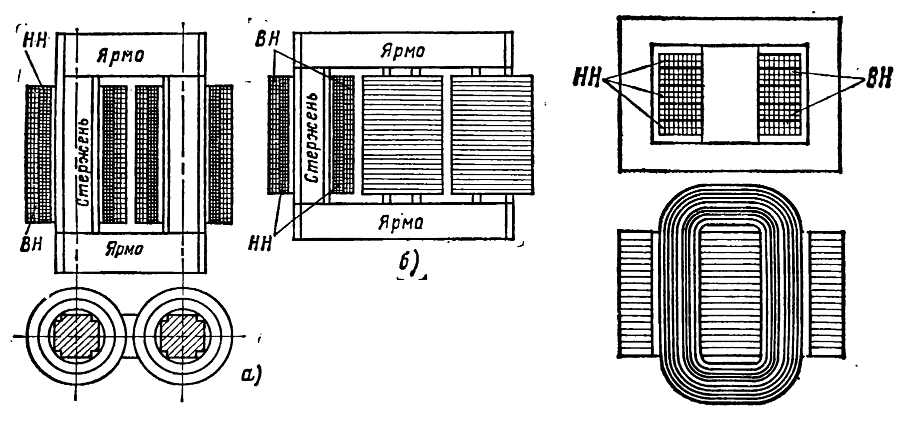


Рис. 8.27.

Рис. 8.28.

Для уменьшения магнитного сопротивления стыков отдельных листов магнитопровода листы в стыках обычно шихтуются (рис. 8.29), т. е. укладываются вперeплет.

В зависимости от относительного расположения обмотки высшего и низшего напряжений подразделяются на концентрические и чередующиеся.

Концентрические обмотки применяются в большинстве трансформаторов. Простейшая из них — цилиндрическая обмотка, катушки которой имеют форму двух коаксиальных цилиндров (ВН и НН на рис. 8.27). Ближе к стержню располагается обмотка низшего напряжения НН, так как ее проще изолировать от магнитопровода. Обмотка ВН охватывает обмотку НН. Обмотки отделяются друг от друга изолирующим цилиндром из специального картона или бумаги, пропитанной бакелитом.

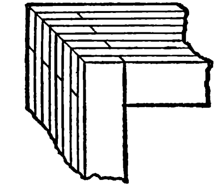


Рис. 8.29.

Относительно редко, преимущественно в броневых трансформаторах, применяются *чередующиеся обмотки*, в которых чередуются положенные друг на друга дискообразные катушки НН и ВН (рис. 8.28), причем крайние катушки, прилегающие к ярму, должны относиться к обмотке низшего напряжения.

8.16. НАГРЕВАНИЕ И ОХЛАЖДЕНИЕ ТРАНСФОРМАТОРОВ

Мощность потерь в трансформаторе относительно мала, но ее абсолютное значение в мощных трансформаторах весьма значительно; поэтому одной из важнейших задач при конструировании трансформаторов является обеспечение отвода в окружающую среду теплоты, нагревающей обмотки и магнитопровод. Задача эта тем сложнее, чем мощнее трансформатор. При заданных индукции в магнитопроводе и плотности тока в обмотках мощность потерь в трансформаторе возрастает пропорционально увеличению его объема, т. е. пропорционально кубу увеличения его линейных размеров, а поверхность теплоотдачи увеличивается лишь пропорционально квадрату увеличения линейных размеров.

Следовательно, с увеличением мощности трансформатора быстро растет необходимая мощность теплоотдачи с единицы его поверхности. Приходится искусственно

увеличивать поверхность охлаждения мощных трансформаторов и усиливать теплоотдачу с этой поверхности. Ухудшение условий теплоотдачи с ростом мощности наблюдается в большинстве электрических машин и аппаратов.

Для охлаждения трансформатора применяются: естественное воздушное охлаждение; естественное масляное охлаждение; масляное охлаждение с принудительным воздушным охлаждением; масляное охлаждение с принудительной циркуляцией масла.

Естественное воздушное охлаждение применяется в сухих трансформаторах: теплота, выделяющаяся в трансформаторе, отдается непосредственно окружающему воздуху. Вследствие плохой теплопередачи распределение температуры в сухом трансформаторе может быть весьма неравномерным. Кроме того, низкая электрическая прочность воздуха (2,1 МВ/м) ухудшает условия изоляции в сухом трансформаторе; приходится считаться и с тем, что пыль, оседая на обмотках, существенно ухудшает их изоляцию. По этим причинам воздушное охлаждение применяется преимущественно в трансформаторах малой мощности и низкого напряжения.

Основное значение в настоящее время имеют масляные трансформаторы, у которых собственно трансформатор, т. е. магнитопровод с обмотками, помещен в стальной бак, наполненный тщательно очищенным минеральным маслом. Последнее, нагреваясь, циркулирует в баке и, омывая обмотки и магнитопровод, охлаждает их (конвекция). Поэтому можно допустить значительное увеличение мощности потерь в трансформаторе. Электрическая прочность масла в несколько раз выше, чем воздуха, так что возможно значительное уменьшение расстояний от проводов обмоток до магнитопровода.

В трансформаторах до 20—30 кВ·А достаточную поверхность охлаждения дает гладкий бак. Но с увеличением мощности необходимо увеличить поверхность охлаждения бака, что достигается в трубчатых баках для трансформаторов мощностью до 15—20 тыс. кВ·А (см. рис. 8.3). С целью дальнейшего усиления охлаждения, которое необходимо для более мощных трансформаторов, применяются радиаторные баки с естественным или принудительным воздушным охлаждением радиаторов. Для трансформаторов больших мощностей (примерно от 90 МВ·А) применяются принудительные циркуляция масла и воздушное охлаждение радиаторов.

Объем масла в баке трансформатора во время работы значительно изменяется при нагревании и охлаждении. В трансформаторах мощностью до 100 кВ·А при напряжении до 6,6 кВ в баке под крышкой оставляют достаточное воздушное пространство; при расширении масла воздух в той или иной степени выдавливается через специальную пробку. Когда масло сжимается, внутрь бака проникает влажный воздух и отдает влагу весьма гигроскопичному маслу. В результате на дне бака собирается слой воды, а электрическая прочность масла резко уменьшается. Кроме того, кислород воздуха вызывает процессы окисления в масле, также снижающие его электрическую прочность. Чтобы защитить масло от соприкосновения с воздухом, баки более мощных трансформаторов наполняют маслом доверху, а резервуаром для избытка нагретого масла служит расширитель (см. рис. 8.3) — цилиндр из листовой стали. Он укрепляется на крышке трансформатора и соединяется с баком трубопроводом, который заканчивается в расширителе несколько выше его дна. Объем расширителя составляет примерно 10 % объема бака. Влага воздуха и осадки в большей части оседают на дне расширителя, откуда периодически удаляются через спусковой кран. Поверхность соприкосновения масла с воздухом в расширителе значительно меньше, чем в баке без расширителя; кроме того, масло здесь более низкой температуры, поэтому меньше окисляется.

Недостатком масляного охлаждения является горючесть масла (температура возгорания масла около 160 °С), оно пожаро- и взрывоопасно. Газы, образующиеся при загорании масла, могут сорвать крышку трансформатора, и масло будет выброшено из бака. Для предупреждения деформации бака при образовании газов трансформаторы мощностью 1000 кВ·А и выше имеют выхлопную трубу (см. рис. 8.3), которая закрывается стеклянной пластинкой — мембраной. При образовании большого объема газов они выдавливают мембрану и выходят в атмосферу.

Для особо ответственных установок применяются трансформаторы, баки которых заполняются кристаллическим кварцевым песком или негорючей синтетической жидкостью (совтолом); эта жидкость и ее пары ядовиты.

Применение жидких хладагентов существенно осложняет эксплуатацию трансформаторов, так как необходимы постоянный надзор за состоянием этих охладителей и периодическая их очистка или замена.

8.17. ТРАНСФОРМАТОРЫ ТОКА И НАПРЯЖЕНИЯ

Трансформаторы тока и напряжения применяются, во-первых, для изоляции измерительных приборов и аппаратов автоматической защиты от цепи высокого напряжения, чем достигается безопасность измерения, и, во-вторых, для расширения пределов измерения измерительных приборов.

Трансформаторы напряжения применяются для включения вольтметров, частотомеров и цепей напряжения других измерительных приборов (ваттметров, счетчиков, фазометров) и реле, трансформаторы тока — для включения амперметров и цепей тока измерительных приборов и реле.

Принципиальная схема *трансформатора напряжения* (ТН) показана на рис. 8.30, *а*, а его условное обозначение — на рис. 8.30, *б*. Такой трансформатор подобен силовому трансформатору небольшой мощности. Его первичная обмотка — обмотка высшего напряжения с бо́льшим числом витков w_1 включается в цепь, напряжение U_1 которой нужно измерить, а к вторичной обмотке со значительно меньшим числом витков w_2 — обмотке низшего напряжения U_2 присоединяются параллельно друг другу вольтметр и цепи напряжения других приборов.

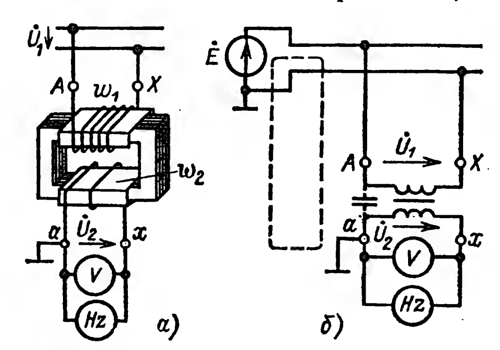


Рис. 8-30.

Обычно обмотки w_1 и w_2 концентрические — обмотка ВН окружает обмотку НН, как и в силовых трансформаторах (на рис. 8.30, *а* для наглядности обмотки помещены раздельно). Один вывод вторичной обмотки и корпус трансформатора заземляются. Это делается на случай повреждения изоляции, а также для того, чтобы замкнуть на землю цепь тока, показанную на рис. 8.30 штриховой линией, через емкость между первичной и вторичной обмотками трансформатора. Наличие этого тока в цепи приборов снижает точность измерения.

Сопротивление вольтметра и цепей напряжения измерительных приборов относительно велико (порядка тысяч ом), т. е. трансформатор напряжения работает в условиях, близких к режиму холостого хода силового трансформатора. Поэтому падения напряжения на первичной $z_{об1}I_1$ и вторичной $z_{об2}I_2$ обмотках ТН весьма малы, что позволяет считать $U_1 \approx E_{1х}$; $U_2 \approx E_{2х}$ и так как аналогично (8.13)

$$E_{1х}/E_{2х} = w_1/w_2 = n_{12},$$

где n_{12} — коэффициент трансформации, то

$$U_1 = n_{12}U_2, \qquad (8.28)$$

т. е. вторичное напряжение связано с первичным постоянным соотношением. Следовательно, измерив низкое напряжение U_2, можно определить первичное высокое напряжение U_1.

При выбранных положительных направлениях напряжений (рис. 8.30), одинаковых относительно одноименных выводов трансформатора, фазы вторичного и первичного напряжений должны совпадать. Следовательно, соединение обмоток ТН выполняется согласно группе 0 (см. § 8.11), выводы обмоток имеют разметку $A - X$, $a - x$. Равенство фаз напряжений ТН и цепей измерительных приборов достигается соответствующим соединением выводов вторичной обмотки и выводов приборов. Правильная передача фазы важна, конечно, не для вольтметра или частотомера, а для ваттметра и счетчика. Вторичное номинальное напряжение большинства ТН имеет одно и то же стандартное значение 100 В.

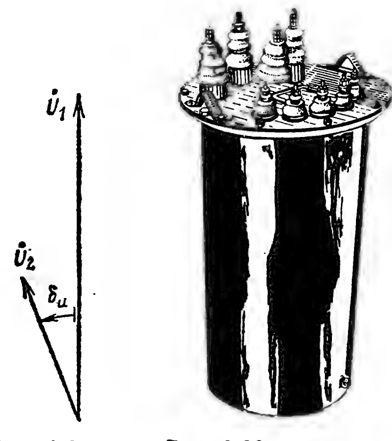


Рис. 8-31. Рис. 8-32.

Отношение первичного напряжения к вторичному было бы строго постоянным, если бы падения напряжения на обмотках ТН были равны нулю. В действительности эти падения напряжения вызывают неточности в измерении напряжения — погрешность напряжения и в передаче фазы — угловую погрешность.

Погрешность напряжения, выражаемая в процентах, есть погрешность в измерении первичного напряжения, отнесенная к действительному значению этого напряжения:

$$f_u\,\% = \frac{U_{1\,\text{изм}} - U_1}{U_1}\,100,$$

где $U_{1\text{изм}}$ и U_1 — измеренное и действительное первичные напряжения.

Угловая погрешность определяется как угол δ_u между векторами вторичного и первичного напряжений на векторной диаграмме (рис. 8.31), подобной диаграмме на рис. 8.13. Она измеряется в минутах и считается положительной, если вектор вторичного напряжения опережает вектор первичного напряжения.

Для напряжений до 6 кВ ТН изготовляются сухими с естественным воздушным охлаждением, для напряжений от 6 кВ и выше применяются масляные ТН. Трансформаторы напряжения часто изготовляются и трехфазными. На рис. 8.32 приведен общий вид трехфазного ТН.

Трансформатор тока (ТТ) со стороны первичной обмотки включается как амперметр, т. е. последовательно с контролируемым объектом (рис. 8.33), а его вторичная обмотка замыкается непосред-

ственно на амперметр и цепи тока других измерительных приборов. Суммарное сопротивление амперметра и цепей тока измерительных приборов мало (обычно меньше 2 Ом), поэтому ТТ работает в условиях, близких к условиям режима короткого замыкания трансформатора. Напряжение вторичной обмотки ТТ определяется падением напряжения на относительно малом сопротивлении цепей измерительных приборов и соединительных проводов (обычно 1—12 В). Малому напряжению вторичной обмотки соответствует малое значение ЭДС E_2, а следовательно, и малое значение магнитного потока в магнитопроводе ТТ:

$$E_2 = 4{,}44 f w_2 \Phi_m. \tag{8.29}$$

Для возбуждения такого магнитного потока нужна незначительная МДС $w_1 I_{1x}$, поэтому в уравнении

$$\dot{I}_1 w_1 = \dot{I}_2 w_2 + \dot{I}_{1x} w_1 \tag{8.30}$$

этой величиной можно пренебречь и считать

$$\dot{I}_1 w_1 = \dot{I}_2 w_2,$$

или

$$I_1 = (w_2/w_1)\, I_2 = n_{21} I_2. \tag{8.31}$$

Следовательно, первичный ток может быть определен умножением вторичного тока на постоянный коэффициент трансформации n_{21}. Таким образом, включение ТТ дает возможность определять ток в цепях высокого напряжения на основании измерения небольшого тока с соблюдением мер безопасности. Кроме того, ТТ часто применяется для измерения больших токов в установках с напряжением ниже 1000 В. При правильном соединении выводов ТТ и выводов цепей измерительных приборов ток в измерительных приборах и ток в первичной обмотке ТТ совпадают по фазе. Если амперметр предназначен для постоянной работы с определенным ТТ, то на его шкале наносятся непосредственно значения первичного тока. Вторичный номинальный ток у всех ТТ имеет одно и то же стандартное значение 5 А (в некоторых специальных случаях 1 А).

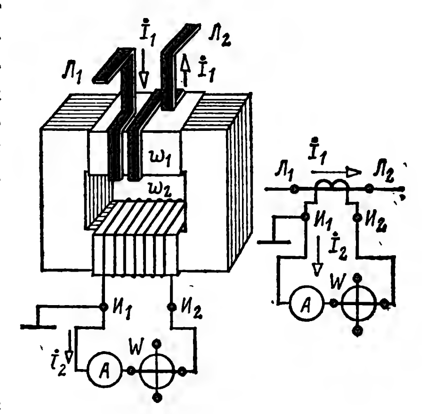


Рис. 8-33.

Отношение токов ТТ не вполне постоянно из-за влияния МДС $\dot{I}_{1x} w_1$, которая выше не учитывалась. Это влияние приводит к неточности в измерении тока — *погрешности тока* f_i и неточности в передаче фазы — *угловой погрешности* δ_i. Обе величины эти определяются в общем аналогично погрешностям трансформатора напряжения.

Первичный ток ТТ в большинстве случаев во много раз больше вторичного; поэтому число витков первичной обмотки w_1 невелико —

во много раз меньше числа витков вторичной обмотки w_2. При измерении больших токов первичная обмотка выполняется в виде провода, продетого в окно магнитопровода. Напряжение на первичной обмотке ТТ во много раз меньше вторичного напряжения ($w_1 < w_2$), которое равно нескольким вольтам; следовательно, напряжение на первичной обмотке часто равно сотым долям вольта.

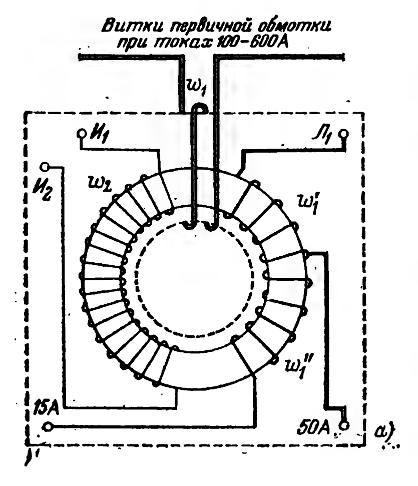
Ток $\dot{I}_1$ задается режимом работы цепи, в которой он измеряется. Увеличивая сопротивление вторичной цепи ТТ, практически нельзя повлиять на значение тока $\dot{I}_1$, можно лишь, как следует из (8.30), увеличить МДС $\dot{I}_{1х}w_1$ вследствие уменьшения тока $\dot{I}_2$. Следовательно, с увеличением сопротивления вторичной цепи все менее выполняется основное условие точной работы ТТ: $I_{1х}w_1 \ll I_2 w_2$. Поэтому у ТТ указывается наибольшее сопротивление цепи измерительных приборов, подключаемых к вторичной обмотке, при котором погрешность не превысит допустимую. Чем меньше это сопротивление, тем точнее измерение.

Нельзя размыкать вторичную цепь работающего ТТ. В разомкнутой вторичной цепи ТТ ток I_2 равен нулю, но в первичной цепи ток I_1 практически не изменяется. Следовательно, при разомкнутой вторичной цепи весь первичный ток становится намагничивающим, т. е. по (8.30) $I_{1х}w_1 = I_1 w_1$, а так как при номинальном режиме $I_{1х}w_1$ составляет примерно 0,5 % $I_1 w_1$, то такое многократное увеличение МДС вызывает очень большое увеличение магнитного потока (ограниченное насыщением магнитопровода). Электродвижущая сила E_2 пропорциональна магнитному потоку (8.29) и в результате увеличения последнего при размыкании вторичной цепи во вторичной обмотке индуктируется ЭДС порядка сотен вольт и до 1,5 кВ у ТТ на большие токи. Следовательно, возникает опасность для жизни человека, разомкнувшего вторичную цепь. Кроме того, возрастает мощность потерь в магнитопроводе [см. (7.11) и (7.12)] и в результате его сильное нагревание и расширение. То и другое опасно для целости изоляции и в конечном итоге может привести к пробою изоляции и короткому замыканию на землю со стороны высокого напряжения.

Чем меньше магнитное сопротивление магнитопровода, тем меньшая МДС требуется для возбуждения в нем того же магнитного потока. По этой причине для точных ТТ применяются магнитопроводы без стыков и из пермаллоя, например в универсальных многопредельных переносных ТТ (рис. 8.34, *а*) с одной вторичной w_2 и тремя первичными w_1 обмотками для измерения тока до 600 А, w_1' — тока до 50 А и $w_1' + w_1''$ — тока до 15 А. Внешний вид такого ТТ показан на рис. 8.34, *б*.

Помимо требований точности к ТТ часто предъявляются еще и требования устойчивости в отношении коротких замыканий, так как первичная обмотка ТТ находится в цепи, где возможно короткое замыкание и через ТТ включаются аппараты защиты (реле), отключающие установку в случае короткого замыкания. Следовательно, ТТ должен выдержать (кратковременно) ток короткого замыкания и воздействовать на аппарат защиты, который отключит аварийный участок.

Для сведения к минимуму влияния МДС $I_{1x}w_1$, т. е. повышения точности ТТ, желательно, чтобы номинальная МДС первичной обмотки ($I_{1ном}w_1$) была возможно большей. У точных ТТ номинальная МДС $I_{1ном}w_1$ должна быть не меньше 500 А. Поэтому при номинальных токах $I_{1ном}$ менее 500 А первичная обмотка должна иметь



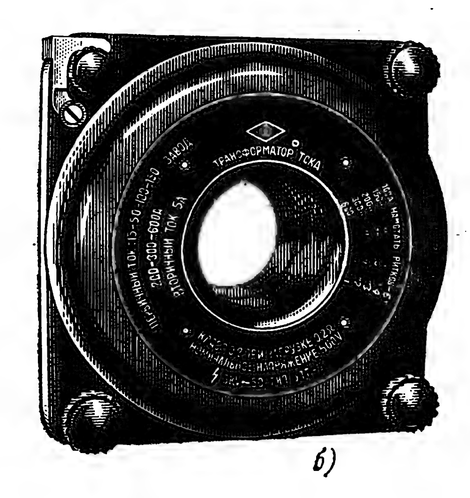


Рис. 8-34.

несколько витков. Например, при номинальном токе 100 А желательно иметь $w_1 \geqslant 5$. Если высокая точность измерений не требуется (при включении амперметров и максимального токового реле) МДС $I_{1ном}w_1$ может быть значительно меньше.

Для тока 500 А и более применяются одновитковые проходные трансформаторы, к которым относятся и измерительные клещи

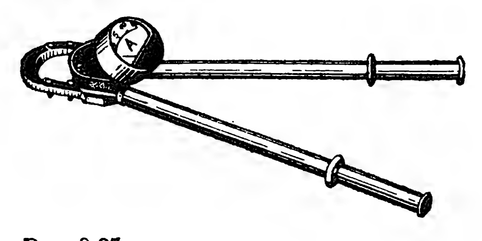


Рис. 8-35.

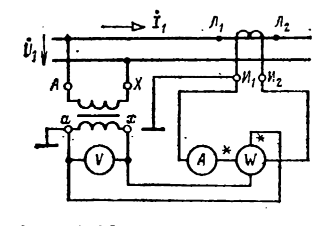


Рис. 8-36.

(рис. 8.35), применяемые для ориентировочных измерений токов от 20 до 1000 А при низком напряжении. Магнитопровод измерительных клещей состоит из двух U-образных частей, стягиваемых сильной пружиной, и изготовлен из листовой электротехнической стали, а два его стыка тщательно пришлифованы. Чтобы замкнуть магнитопровод вокруг провода с измеряемым током, достаточно нажать рукоятки, раскрыть клещи и ввести в них провод — пружина сомкнет

две половины магнитопровода. Провод, сцепленный с магнитопроводом, служит первичной обмоткой. Вторичная обмотка трансформатора находится на магнитопроводе и замкнута амперметром.

По точности трансформаторы тока и напряжения делятся на классы, наименованием которых служит наибольшая допустимая погрешность коэффициента трансформации. Например, если класс точности трансформатора напряжения 0,5, то его допустимая погрешность напряжения $\pm 0{,}5$ %, а допустимая угловая погрешность $\pm 20'$ при первичном напряжении 0,8—1,2 номинального; у трансформатора тока класса точности 1 допустимая погрешность тока $\pm 1{,}0$ % и допустимая угловая погрешность $\pm 90'$ при сопротивлении нагрузки 0,25—1,0 номинальной и при первичном токе 1,2—0,1 номинального.

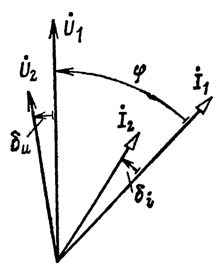


Рис. 8-37.

Для правильного выполнения соединений трансформаторов тока и напряжения с измерительными приборами необходимо руководствоваться разметкой выводов трансформаторов. Выводы ТН обозначаются так же, как выводы силовых трансформаторов (*А* — *X*, *а* — *х* и т. д.); у ТТ начало и конец первичной обмотки обозначаются соответственно $Л_1$ и $Л_2$ (линия), а начало и конец вторичной обмотки $И_1$ и $И_2$ (измерительный прибор).

На рис. 8.36 показана схема включения в однофазную цепь комплекта измерительных приборов через трансформаторы напряжения и тока. Для измерения в трехфазных трехпроводных системах в общем случае необходимы несколько ТТ и ТН, например для измерения активной мощности (рис. 3.13, *а*) два ТТ и два ТН (или один трехфазный трансформатор напряжения).

Показания ваттметра (или счетчика), включенного через трансформаторы напряжения и тока, необходимо умножить на произведение коэффициентов трансформации этих трансформаторов. Погрешности трансформаторов тока и напряжения сказываются на показаниях ваттметра, причем угловые погрешности оказывают существенное влияние на результаты, главным образом, при больших сдвигах фаз между первичными напряжением и током. Вследствие их влияния показания ваттметра пропорциональны не коэффициенту мощности $\cos\varphi$, а $\cos(\varphi + \delta_u - \delta_i)$ (рис. 8.37); при этом угловые погрешности могут складываться, так как часто $\delta_u < 0$, а $\delta_i > 0$.

ГЛАВА ДЕВЯТАЯ

МАГНИТНЫЕ ЦЕПИ С ПОСТОЯННОЙ И ПЕРЕМЕННОЙ МАГНИТОДВИЖУЩИМИ СИЛАМИ. МАГНИТНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

9.1. НАСЫЩАЮЩИЙСЯ РЕАКТОР

Насыщающийся реактор представляет собой в простейшем случае катушку с магнитопроводом из материала с прямоугольной статической петлей гистерезиса (см. рис. 6.6, *а*).

Для анализа работы насыщающегося реактора примем, что его магнитопровод намагничивается по статической петле гистерезиса. При заданной петле гистерезиса материала магнитопровода $B(H)$ построим (рис. 9.1, *б*) аналогично рис. 7.1 вебер-амперную характеристику $\Psi(F)$, где $\Psi = w\Phi$ — потокосцепление с витками обмотки; w — число витков; $\Phi = BS$ — поток в магнитопроводе (потокосцепление рассеяния не учитывается); $F = iw = Hl_{ср}$ — МДС при токе i в обмотке; S — площадь поперечного сечения магнитопровода; $l_{ср}$ — длина средней магнитной линии. Эта характеристика по существу представляет собой петлю гистерезиса, но построенную в другом масштабе.

Рассмотрим процессы в насыщающемся реакторе при питании от источника синусоидальной ЭДС $e = E_m \sin \omega t$ (рис. 9.1, *а*). Пренебрегая активным сопротивлением проводов, потокосцепление с витками обмотки найдем из уравнения (закон электромагнитной индукции)

$$e = E_m \sin \omega t = u_L = d\Psi/dt,$$

откуда после интегрирования получим:

$$\Psi = -\frac{E_m}{\omega} \cos \omega t + \Psi_0, \qquad (9.1)$$

где Ψ_0 — постоянная интегрирования.

Так как в рассматриваемом случае постоянной составляющей потокосцепления Ψ_0 в установившемся режиме нет (при $e = 0$ материал магнитопровода полностью размагничен $\Psi = 0$, $iw = 0$), то $\Psi = -\Psi_m \cos \omega t$, где $\Psi_m = E_m/\omega$ — максимальное значение потокосцепления.

На рис. 9.1 по зависимости $\Psi(\omega t)$ и вебер-амперной характеристике насыщающегося реактора $\Psi(F) = \Psi(iw)$ построена графически зависимость тока i в цепи реактора от времени, точнее, произведения iw от фазы ωt. Из графика зависимости тока от времени следует, что при $\Psi_m > \Psi_r$, где $\Psi_r = wB_rS$ — остаточное потокосцепление, насыщающийся реактор обладает свойствами ключа. Интервалы времени, в течение которых ток в цепи насыщающегося реактора мал, чередуются с интервалами времени, в течение которых ток значительно больше.

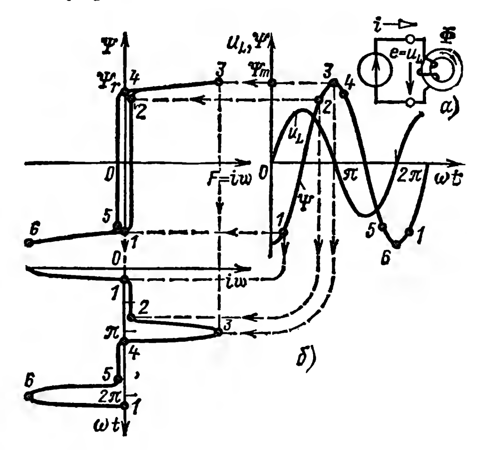


Рис. 9-1.

Сделаем еще одно упрощение — введем понятие *идеального насыщающегося реактора*, вебер-амперная характеристика которого $\Psi(F)$ показана на рис. 9.2, *а*, где Ψ_s — *потокосцепление насыщения*. У идеального насыщающегося реактора — свойства идеального ключа. На рис. 9.2, *а* приведено также условное изображение насыщающегося реактора в качестве элемента электрических цепей. Ток идеального реактора после насыщения неограниченно растет. Поэтому для анализа работы такого реактора нужно учесть какой-либо соединенный с ним последовательно элемент, например резистивный элемент с сопротивлением r (рис. 9.2, *б*).

Рассмотрим в течение одного периода установившийся процесс в цепи по рис. 9.2, *б*. По второму закону Кирхгофа в любой момент времени

$$u = u_r + u_L = ri + d\Psi/dt = e = E_m \sin \omega t. \qquad (9.2)$$

Пусть в момент времени $t = 0$ намагниченность магнитопровода определяется точкой *1* на вебер-амперной характеристике идеального реактора (рис. 9.2, *а*), т. е. магнитопровод находится в насыщенном состоянии ($\Psi = -\Psi_s$). С этого момента магнитопровод реактора перемагничивается, т. е. изменение потокосцепления происходит вдоль участка *1*—*2* вебер-амперной характеристики.

При этом идеальный реактор эквивалентен разомкнутому ключу, так как ток $i = 0$ (рис. 9.2, *а*). Напряжение u_L на реакторе равно напряжению источника, т. е. по (9.2) $u_L = d\Psi/dt = u = e$. Решение этого дифференциального уравнения уже было получено (9.1), только нужно определить постоянную интегрирования для рассматриваемого процесса. При $t = 0$ из (9.1) следует, что $\Psi(0_+) = -E_m/\omega + \Psi_0$, а по заданному условию $\Psi(0_) = -\Psi_s$. Так как потокосцепление не может изменяться скачком, то постоянная $\Psi_0 = -\Psi_s + E_m/\omega$, и во время процесса перемагничивания

$$\Psi = -\frac{E_m}{\omega}\cos\omega t - \Psi_s + \frac{E_m}{\omega}, \tag{9.3}$$

как показано на рис. 9.2, *г* участком графика $\Psi(\omega t)$ от точки *1* до точки *2*.

Изменение потокосцепления по (9.3) происходит до тех пор, пока не наступит насыщение магнитопровода $\Psi = \Psi_s$ (точка *2* на рис. 9.2, *а* и *г*).

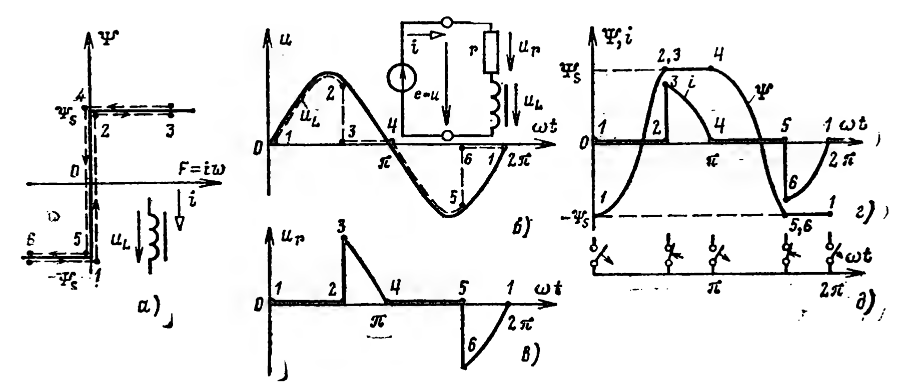


Рис. 9-2.

Начиная с этого момента и в течение всей остальной части первого полупериода $\Psi = \Psi_s$ идеальный насыщающийся реактор эквивалентен замкнутому ключу и все напряжение источника приложено к резистивному элементу, т. е. по (9.2) $u = u_r = ri = e$ [рис. 9.2, *в*, участок графика зависимости $u_r(\omega t)$ от точки *3* до точки *4*].

В течение второго полупериода процессы в цепи протекают аналогично процессам в течение первого полупериода.

Последовательность этапов перемагничивания магнитопровода идеального насыщающего реактора на рис. 9.2, *а* и соответствующих участков зависимостей потокосцепления, тока и напряжений от времени (от ωt) на рис. 9.2, *б* — *д* обозначены одинаковыми цифрами.

Из выражения (9.3) следует, что при условии

$$E_m \leqslant \omega\Psi_s \tag{9.4}$$

тока в цепи идеального насыщающегося реактора нет (реактор в течение всего периода аналогичен разомкнутому ключу).

Ключевые свойства насыщающегося реактора используются в различного рода устройствах автоматики и измерительной техники, например в магнитных усилителях.

9.2. МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

В *магнитном усилителе* используются ключевые свойства насыщающегося реактора, которыми можно управлять. Это позволяет регулировать ток во внешней для реактора части электрической цепи, например в электрическом двигателе.

Принцип действия. На рис. 9.3, *а* приведена простейшая схема магнитного усилителя с одним управляемым насыщающимся реактором.

В отличие от рассмотренной выше цепи с одним неуправляемым насыщающимся реактором (см. рис. 9.2, *б*) этот усилитель имеет цепь управления — цепь постоянного тока. Ток в цепи управления не изменяется, так как в нее включена катушка с большой индуктивностью. Такой режим работы магнитного усилителя называется *режимом вынужденного намагничивания.* На рис. 9.3, *а* индуктивная катушка в цепи управления изображена своей схемой замещения в виде последовательного соединения индуктивного $L_у$ и резистивного элементов. Изображенный на рисунке резистивный элемент $r_у$ имеет сопротивление, равное сопротивлению постоянному току всей цепи управления, т. е. сумме сопротивлений проводов обмотки дополнительной индуктивной катушки, обмотки управления реактора и т. д.

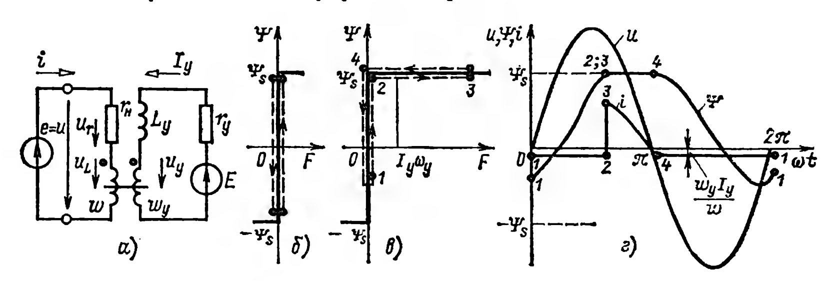


Рис. 9-3.

Как и в цепи с одним неуправляемым насыщающимся реактором (см. рис. 9.2, *б*) процессы в цепи нагрузки магнитного усилителя (рис. 9.3, *а*) описываются уравнением (9.2), но результирующая МДС в магнитопроводе равна сумме постоянной и переменной МДС:

$$F = I_у w_у + iw, \tag{9.5}$$

где w и $w_у$ — числа витков рабочей обмотки и обмотки управления, i и $I_у$ — токи в цепях нагрузки и управления.

Ток управления $I_у = E/r_у$, где E — сигнал управления.

При соблюдении условия (9.4) и отсутствии сигнала управления ($E = 0$) магнитопровод перемагничивается так, как показано на рис. 9.3, *б*. При этом тока и в цепи нагрузки нет [выполняется условие (9.4)] и все напряжение источника приложено между выводами рабочей обмотки, т. е. $u_L = u = e$.

Напряжение между выводами обмотки управления при этом

$$u_у = u_L w_у / w.$$

При наличии сигнала управления ($E \neq 0$) изменяются режим перемагничивания магнитопровода насыщающегося реактора (рис. 9.3, *в*) и тем самым ток i в цепи нагрузки. В течение интервалов времени, когда происходит намагничивание магнитопровода по восходящему участку идеальной кривой намагничивания, т. е. $F = 0$ (рис. 9.3, *в*), ток в цепи нагрузки, как следует из (9.5), имеет постоянное значение $i = -(w_у/w)\, I_у$ (рис. 9.3, *г*). Подставив этот ток в (9.2) и проинтегрировав уравнение, получим зависимость $\Psi\,(\omega t)$ для процесса намагничивания. В течение интервалов времени, когда магнитопровод насыщен, т. е. $u_L = 0$, ток в цепи нагрузки $i = e/r_н = u/r_н$, т. е. синусоидальный.

Среднее за период значение тока в цепи нагрузки равно нулю. Это следует непосредственно из второго закона Кирхгофа для средних значений ЭДС и напряжений $e_{ср} = u_{Lср} + u_{rср}$. Синусоидальная ЭДС источника не содержит постоянной составляющей, т. е. $e_{ср} = 0$, а постоянная составляющая напряжения на индуктивном элементе в установившемся режиме всегда равна нулю, т. е. $u_{Lср} = 0$.

Из-за наличия дополнительной катушки индуктивности с большим числом витков сопротивление цепи управления $r_у$ обычно велико. Поэтому чувствительность такого усилителя к изменению сигнала управления E мала. Чтобы повысить чувст-

вительность усилителя, необходимо уменьшить сопротивление $r_у$ цепи управления, т. е. исключить из нее дополнительную катушку индуктивности. Для этого включаются последовательно рабочие обмотки двух управляемых насыщающихся реакторов, как показано на рис. 9.4. Сопротивление цепи управления в таком магнитном усилителе может быть мало: $r_у \approx 0$.

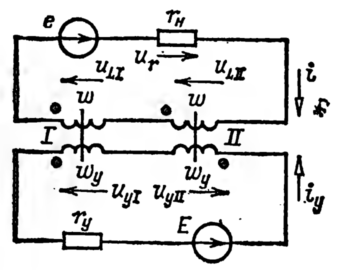


Рис. 9-4.

Рассмотрим основные процессы в таком усилителе.

При отсутствии сигнала управления ($E = 0$) процессы перемагничивания магнитопроводов каждого из последовательно включенных идеальных насыщающихся реакторов одинаковые.

Так как ЭДС, индуктируемые в обмотках управления, взаимно компенсируются, то тока в цепи управления нет ($i_у = 0$). Поэтому при отсутствии сигнала управления процессы в цепи рис. 9.4 подобны процессам в цепи рис. 9.2, *б*.

При условии $E_m < 2\omega\Psi_s$ насыщения магнитопроводов не происходит и тока i в цепи нагрузки нет.

При наличии сигнала в цепи управления ($E \neq 0$) и указанных на рис. 9.4 положительных направлениях токов МДС в первом (*I*) и во втором (*II*) насыщающихся реакторах соответственно равны:

$$F_{I} = iw + i_у w_у; \quad F_{II} = iw - i_у w_у. \tag{9.6}$$

При таких МДС магнитопроводы идеальных насыщающихся реакторов будут намагничиваться по частным циклам (рис. 9.5, *а*).

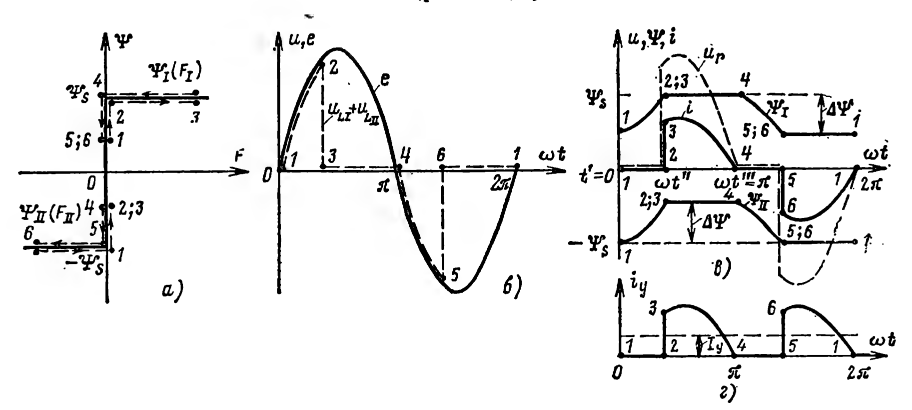


Рис. 9-5.

Рассмотрим в течение одного периода установившиеся процессы в цепи нагрузки магнитного усилителя. Пусть в момент времени $t' = 0$ магнитные состояния первого и второго насыщающихся реакторов характеризуются точками *1* на вебер-амперных характеристиках Ψ_I (F_I), Ψ_{II} (F_{II}) (рис. 9.5, *а*) и зависимостях от времени Ψ_I (ωt) и Ψ_{II} (ωt) (рис. 9.5, *в*).

В интервале времени от t' (точки *1*) до t'' (точка *2*) или от $\omega t = 0$ до $\omega t = \omega t''$ происходит одновременное и одинаковое изменение потокосцеплений в первом и втором идеальных насыщающихся реакторах под действием ЭДС источника питания:

$$u_{LI} + u_{LII} = d\Psi_I/dt + d\Psi_{II}/dt = e$$

(рис. 9.5, *б*). Так как при этом МДС F_I и F_{II} равны нулю, то из (9.6) следует, что в течение этого интервала времени токи в рабочих обмотках i и обмотках управления $i_у$ также равны нулю (рис. 9.5, *г*).

В момент времени t'' потокосцепление в первом идеальном реакторе достигает насыщения $\Psi_I = \Psi_s$. Магнитная связь между рабочей и управляющей обмотками первого идеального насыщающегося реактора прекращается и напряжения на его обоих обмотках становятся равными нулю: $u_{LI} = d\Psi_I/dt = 0$; $u_{yI} = (w_y/w)\, d\Psi_I/dt = 0$. Магнитная связь между рабочей и управляющей обмотками второго идеального насыщающегося реактора сохраняется. Этот реактор можно рассматривать как идеальный трансформатор (см. § 8.3) с первичной обмоткой w и вторичной обмоткой w_y. Так как сопротивление цепи управления r_y мало, режим второго идеального насыщающегося реактора эквивалентен режиму идеального трансформатора, с закороченной вторичной обмоткой, т. е.

$$iw - i_y w_y = 0; \tag{9.7}$$

$$u_{LII} = d\Psi_{II}/dt = 0; \quad u_{yII} = (w_y/w)\, d\Psi_{II}/dt = 0. \tag{9.8}$$

Такой режим работы магнитного усилителя называется *режимом свободного намагничивания*. Идеальный магнитный усилитель с последовательным соединением рабочих обмоток двух насыщающихся реакторов при этом эквивалентен замкнутому ключу. Поэтому $e = u_r$ (см. рис. 9.4) и токи в цепях нагрузки и управления соответственно выражаются формулами

$$i = \frac{E_m}{r_н} \sin \omega t;$$

$$i_y = i\,\frac{w}{w_y} = \frac{w}{w_y}\,\frac{E_m}{r_н} \sin \omega t.$$

В момент времени $t''' = T/2\,(\omega t''' = \pi)$ ток в цепи нагрузки уменьшается до нуля (точка *4*). В последующий интервал времени от t''' до T (от $\omega t''' = \pi$ до 2π) электромагнитные процессы в идеальном магнитном усилителе повторяются в том же порядке, как на интервале времени от t' до t''' (от $\omega t' = 0$ до π), с той разницей, что у первого идеального насыщающегося реактора режим намагничивания такой, как был у второго, и наоборот.

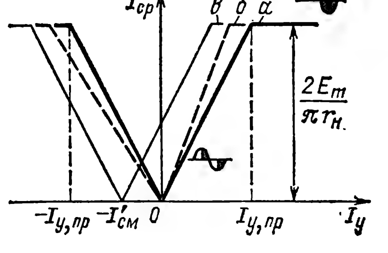


Рис. 9-6.

Характеристика управления. Свойства магнитного усилителя определяются *характеристикой управления* — зависимостью среднего или действующего значения тока в цепи нагрузки от соответствующего значения тока в цепи управления.

Так как в идеальном магнитном усилителе с последовательным соединением двух рабочих обмоток зависимость между токами в цепях нагрузки и управления в любой момент времени определяется по (9.7), то и зависимость между средними значениями токов в цепях нагрузки и управления аналогична:

$$I_{ср} w = I_y w_y,$$

или

$$\Delta I_{ср}/\Delta I_y = w_y/w = K_i, \tag{9.9}$$

где K_i — *коэффициент усиления тока*, определяющий крутизну характеристики управления (рис. 9.6, характеристика *а*). При значениях тока управления больше предельного ($I_y > I_{y,пр}$) идеальный магнитный усилитель теряет управляемость, а среднее значение тока в цепи нагрузки остается постоянным (2.16а):

$$I_{ср\,max} = 2E_m/\pi r_н.$$

Характеристика управления магнитного усилителя симметрична относительно оси ординат.

Коэффициент усиления мощности идеального магнитного усилителя

$$K_p=\frac{\Delta P_н}{\Delta P_у}=\frac{r_н\,\Delta I_{ср}^2}{r_у\,\Delta I_у^2}=\left(\frac{w_у}{w}\right)^2\frac{r_н}{r_у}. \qquad (9.10)$$

Чем меньше сопротивление цепи управления, тем больше коэффициент усиления мощности. Однако чрезмерное уменьшение сопротивления цепи управления увеличивает длительность переходных процессов в усилителе при изменении режима его работы, т. е. изменении сигнала управления E. Это связано с увеличением постоянной времени цепи управления, снижающим быстродействие. Практически удается достичь значений K_i до 100, K_p до 1000.

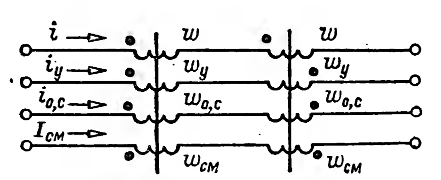


Рис. 9-7.

Введением обратной связи можно изменять значения коэффициентов усиления тока и мощности магнитного усилителя. Для этого применяются дополнительные обмотки обратной связи $w_{о,с}$ (рис. 9.7), ток в которых $i_{о,с}$ является частью выпрямленного тока нагрузки. Если направления МДС токов в обмотках управления и обратной связи совпадают (не совпадают), то обратная связь положительная (отрицательная). С учетом обратной связи уравнение МДС в магнитной цепи усилителя для средних значений токов запишется в виде

$$I_{ср}w=I_уw_у\pm I_{о,с}w_{о,с}=I_уw_у\pm\beta I_{ср}w, \qquad (9.11)$$

где знак плюс (минус) относится к положительной (отрицательной) обратной связи. $\beta=I_{о,с}w_{о,с}/I_{ср}w$ — коэффициент обратной связи.

Из (9.11) следует, что

$$I_{ср}=\frac{1}{1\mp\beta}\frac{w_у}{w}I_у=K_{iо,с}I_у, \qquad (9.12)$$

где $K_{iо,с}=K_i/(1\mp\beta)$ — коэффициент усиления тока с учетом обратной связи. При положительной (отрицательной) обратной связи коэффициент усиления тока увеличивается в $1/(1-\beta)$ раз (рис. 9.6, характеристика *б*) (уменьшается в $1/(1+\beta)$ раз).

Характеристика управления $I_{ср}(I_у)$ реального магнитного усилителя нелинейная и отличается от линейной характеристики управления идеального магнитного усилителя из-за неидеальности и неодинаковости магнитных характеристик насыщающихся реакторов, наличия гистерезиса и т. д. Нелинейность характеристик управления особенно заметна при малых токах управления. Для работы на линейных участках нелинейных характеристик управления применяется смещение характеристик управления (рис. 9.6, характеристика *в*) при помощи дополнительных обмоток смещения $w_{см}$ с постоянным током $I_{см}$, включенных аналогично обмоткам управления $w_у$ (рис. 9.7). Смещение характеристики управления определяется значением

$$I'_{см}=I_{см}(w_{см}/w_у).$$

9.3. МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ С САМОПОДМАГНИЧИВАНИЕМ

В магнитных усилителях с последовательным соединением рабочих обмоток двух насыщающихся реакторов магнитопроводы последних намагничиваются при одновременном воздействии МДС тока управления и тока нагрузки. В отличие от таких магнитных усилителей в *магнитных усилителях с самоподмагничиванием* изменение намагничивания магнитопроводов под действием МДС тока управления происходит в те интервалы времени, в течение которых ток в цепи нагрузки отсутствует. Это позволяет улучшить некоторые характеристики магнитного усилителя, например усиление мощности и быстродействие.

Принцип действия. На рис. 9.8, *а* приведена простейшая схема магнитного усилителя с самоподмагничиванием, которая отличается от рассмотренной выше однотипной схемы магнитного усилителя (см. рис. 9.3, *а*) тем, что в цепь нагрузки включен диод. Рассмотрим принцип работы такого магнитного усилителя в установившемся режиме, предполагая, что насыщающийся реактор и диод идеальные.

Сначала предположим, что сигнал управления отсутствует ($E = 0$), т. е. отсутствует ток в цепи управления ($I_у = 0$). В этом случае намагничивание магнитопровода происходит только под действием МДС iw, создаваемой током нагрузки, причем диод обеспечивает постоянное направление тока нагрузки. Для насыщающегося реактора с идеальной вебер-амперной характеристикой такой режим соответствует насыщению магнитопровода $\Psi = \Psi_s$ в течение всего периода синусоидальной ЭДС источника питания, т. е. $u_L = d\Psi/dt = 0$. Следовательно, для рассматриваемого режима работы цепь нагрузки усилителя эквивалентна цепи однополупериодного выпрямления (см. § 10.6).

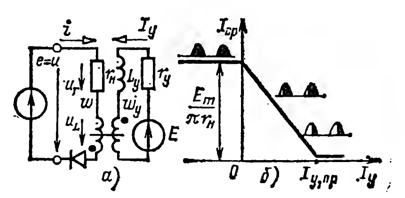


Рис. 9-8.

Ток нагрузки i представляет собой однополупериодный выпрямленный ток со средним значением $E_m/\pi r_н$ (2.17). Этот постоянный по направлению ток источника питания, т. е. МДС iw, самоподмагничивает магнитную цепь усилителя.

Полупериоды, в течение которых диод открыт, называются *рабочими полупериодами*. В эти полупериоды в рабочей цепи есть ток.

Полупериоды, в течение которых диод закрыт, называются *управляющими полупериодами*. В эти полупериоды тока в рабочей цепи нет и происходит управление ключевыми свойствами насыщающегося реактора при наличии сигнала управления.

Рассмотрим теперь работу усилителя при наличии сигнала управления ($E \neq 0$). Предположим, что в конце рабочего полупериода магнитопровод насыщен, т. е. $\Psi = \Psi_s$ (точка *1* на рис. 9.9, *а* и *б*). В течение следующего (за этим рабочим полупериодом) управляющего полупериода диод закрыт, ток нагрузки равен нулю и магнитопровод намагничивается под действием МДС $I_у w_у$. Следует заметить, что принятые выше допущения об идеализации вебер-амперной характеристики насыщающегося реактора не позволяют полностью объяснить принцип работы магнитного усилителя с самоподмагничиванием. Действительно, для идеальной вебер-амперной характеристики при любых значениях МДС $I_у w_у > 0$ и длительности управляющего полупериода изменение потокосцепления с рабочей обмоткой будет одинаковое: $\Delta\Psi(I_у) = -2\Psi_s = \mathrm{const}$. В таком магнитном усилителе отсутствует эффективное управление током нагрузки. В действительности процесс намагничивания магнитопровода в управляющий полупериод имеет сложный характер из-за наличия гистерезиса, вихревых токов и т. п. и не поддается простому описанию. При этом изменение потокосцепления $\Delta\Psi(I_у) = (\Psi(I_у) - \Psi_s) < 0$ и при постоянной длительности управляющего полупериода зависит от значения МДС $I_у w_у$ и свойств магнитопровода (участки графиков между точками *1* и *2*).

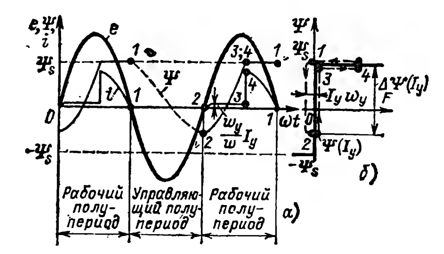


Рис. 9-9.

В рабочий полупериод, следующий за управляющим полупериодом, диод открыт и процессы в цепи нагрузки описываются уравнением состояния (9.2). Вначале происходит намагничивание магнитопровода по восходящему участку идеальной кривой намагничивания (рис. 9.9, *б*) при $F = iw - I_у w_у = 0$, т. е. постоянном токе нагрузки $i = I_у(w_у/w)$. При этом потокосцепление с рабочей обмоткой изменяется от $\Psi(I_у)$ до Ψ_s (участки графиков между точками *2* и *3*). После того как потокосцепление с рабочей обмоткой достигнет значения потокосцепления насыщения и до окончания рабочего полупериода все напряжение источника ЭДС будет приложено к приемнику с сопротивлением нагрузки $r_н$, т. е. $e = u_r$. Ток нагрузки скачком

возрастет (участки графиков между точками *3* и *4*), а затем будет изменяться по синусоидальному закону (участки графиков между точками *4* и *1*).

Объединение двух однополупериодных магнитных усилителей позволяет получить *двухполупериодный магнитный усилитель с самоподмагничиванием*. На рис. 9.10 приведена одна из возможных схем двухполупериодного магнитного усилителя с самоподмагничиванием. Процессы в магнитных усилителях *I* и *II* сдвинуты во времени относительно друг друга на половину периода синусоидальной ЭДС источника питания. В тот полупериод синусоидальной ЭДС, в течение которого диод $Д_{\text{I}}$ открыт, а диод $Д_{\text{II}}$ закрыт, режимы намагничивания магнитопроводов *I* и *II* соответствуют рабочему (у *I*) и управляющему (у *II*) полупериодам. В следующий полупериод синусоидальной ЭДС диод $Д_{\text{I}}$ будет закрыт, а диод $Д_{\text{II}}$ открыт, т. е. намагничивание магнитопровода *I* соответствует управляющему полупериоду, а намагничивание магнитопровода *II* — рабочему.

Индуктивность обмотки управления во время управляющего полупериода велика. Так как в каждый полупериод синусоидальной ЭДС источника питания режим одного из двух магнитных усилителей *I* и *II* соответствует управляющему полупериоду, то индуктивность соответствующей обмотки управления ограничивает переменную составляющую тока в цепи управления. Это позволяет исключить из цепи управления ограничительную катушку индуктивности, необходимую в однополупериодном магнитном усилителе с самоподмагничиванием, т. е. уменьшить сопротивление цепи управления $r_{\text{у}}$ и повысить чувствительность усилителя.

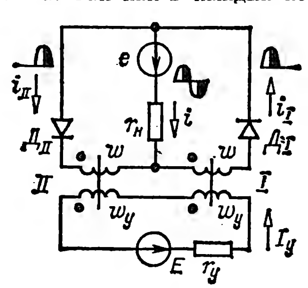


Рис. 9-10.

Характеристика управления. Рассмотрим характеристику управления идеального однополупериодного магнитного усилителя с самоподмагничиванием (см. рис. 9.8, *а*). Для этого обратимся к вебер-амперной характеристике (рис. 9.9, *б*) и кривым изменения напряжений, тока и потокосцепления во времени (рис. 9.9, *а*). Так как процессы в рабочий полупериод описываются уравнением состояния (9.2), то, интегрируя это уравнением на всем интервале рабочего полупериода, получим:

$$r_{\text{н}} \int\limits_{0}^{T/2} i\,dt + \int\limits_{\Psi(I_{\text{у}})}^{\Psi_s} d\Psi = r_{\text{н}} T I_{\text{ср}} - \Delta\Psi(I_{\text{у}}) = \int\limits_{0}^{T/2} E_m \sin\omega t\,dt = \frac{T}{\pi} E_m,$$

откуда следует математическая формулировка характеристики управления:

$$I_{\text{ср}} = \frac{\frac{T}{\pi} E_m + \Delta\Psi(I_{\text{у}})}{r_{\text{н}} T}, \qquad (9.13)$$

где $I_{\text{ср}}$ — среднее значение тока в цепи нагрузки.

Будем считать зависимость изменения потокосцепления $\Delta\Psi$ от тока управления $I_{\text{у}}$ линейной, что достаточно близко соответствует действительности. В этом случае характеристика управления идеального однополупериодного магнитного усилителя с самоподмагничиванием получается также линейной. С учетом того, что $\Delta\Psi(I_{\text{у}}) < 0$, она будет аналогична показанной на рис. 9.8, *б*. При значениях тока управления $I_{\text{у}} > I_{\text{у,пр}}$ магнитный усилитель с самоподмагничиванием теряет свойства усилителя.

Так как в магнитных усилителях с самоподмагничиванием рабочий и управляющий полупериоды разделены, то при одинаковой мощности приемника в цепи нагрузки ток управления может быть значительно меньше, чем у магнитных усилителей с последовательным соединением рабочих обмоток двух насыщающихся реакторов, у которых нет разделения периода работы на рабочие и управляющие интервалы времени. Поэтому можно значительно снизить мощность управления и повысить коэффициент усиления мощности до 10^4. В магнитных усилителях с самоподмагничиванием управляющий полупериод определяет длительность изменения ре-

жима работы при изменении сигнала управления, т. е. E. Увеличивая частоту ЭДС источника питания в цепи нагрузки, т. е. уменьшая длительность управляющего полупериода, можно повысить быстродействие.

9.4. РЕВЕРСИВНЫЙ МАГНИТНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

У реверсивного магнитного усилителя при изменении полярности сигнала управления изменяется на 180° фаза переменного тока нагрузки или направление постоянного тока нагрузки. Реверсивные магнитные усилители могут выполняться на основе как магнитных усилителей с последовательным соединением рабочих обмоток двух насыщающихся реакторов, так и магнитных усилителей с самоподмагничиванием.

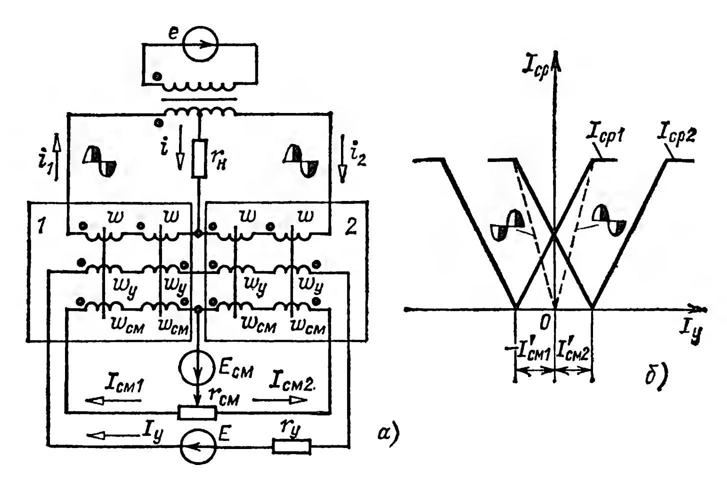


Рис. 9-11.

Простейшая схема реверсивного магнитного усилителя с переменным током в цепи нагрузки приведена на рис. 9.11, *а*. Она содержит два нереверсивных магнитных усилителя *1* и *2* с последовательным соединением рабочих обмоток двух насыщающихся реакторов в каждом усилителе. Оба магнитных усилителя питаются от трансформатора с двумя одинаковыми вторичными обмотками, причем МДС токов управления и смещения у первого магнитного усилителя складываются, т. е.

$$I_у w_у + I_{см1} w_{см},$$

а у второго вычитаются, т. е.

$$I_у w_у - I_{см2} w_{см}.$$

Поэтому характеристики управления первого и второго магнитных усилителей соответственно смещаются (рис. 9.11, *б*) вдоль оси абсцисс на $-I'_{см1} = -(w_{см}/w_у)\, I_{см1}$ и $I'_{см2} = (w_{см}/w_у)\, I_{см2}$.

Резистор с переменным сопротивлением $r_{см}$ служит для установки нулевого значения тока нагрузки при отсутствии тока управления ($I_у = 0$). При увеличении тока управления ($I_у > 0$) значение переменного тока в рабочих обмотках первого (второго) магнитного усилителя i_1 возрастает (i_2 уменьшается). Изменению направления тока управления ($I_у < 0$) соответствует изменение фазы переменного тока нагрузки $i = i_1 - i_2$ на 180°. Характеристика управления такого усилителя $I_{ср}(I_у)$, где $I_{ср} = I_{ср1} - I_{ср2}$, показана на рис. 9.11, *б* штриховой линией.

Реверсивные магнитные усилители с выходом на переменном и постоянном токе применяют для изменения направления вращения двигателей, в устройствах управления и т. д.

ГЛАВА ДЕСЯТАЯ

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

10.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ПРИБОРАХ

Начало активной разработки полупроводниковых приборов и устройств на их основе относится к концу 40-х годов нашего столетия, когда впервые при экспериментальном исследовании точечных диодов были обнаружены усилительные свойства некоторых полупроводниковых конструкций. Дальнейшие исследования позволили выяснить электрофизические причины этих свойств и целенаправленно использовать их.

Для уяснения принципа работы полупроводниковых приборов рассмотрим основные электрофизические явления в полупроводниковых материалах.

Полупроводниковые материалы объединяют обширный класс материалов с удельным сопротивлением $10^8 - 10^{-6}$ Ом·м. К ним относятся химические элементы (Si, Ge), окислы (Cu_2O, ZnO) и другие вещества. Наибольшее применение в полупроводниковых приборах нашли кремний Si и германий Ge.

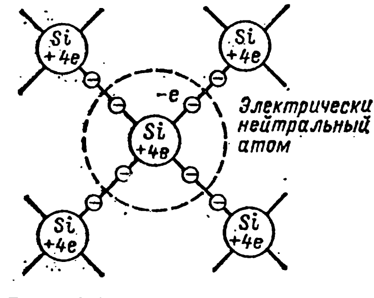


Рис. 10-1.

На рис. 10.1 изображена электронная структура идеального тетраэдрического кристалла кремния, в которой каждый из четырех валентных электронов любого атома образует связанную пару (валентная связь) с такими же валентными электронами четырех соседних атомов. Если на атомы идеального кристалла кремния не действуют внешние источники энергии (свет, теплота), способные нарушить его электронную структуру, то все атомы электрически нейтральны. Такой идеальный кристалл кремния не проводит электрический ток.

Однако электрические свойства идеального кристалла кремния существенно изменяются при добавлении в него примесей других химических элементов. В качестве примесей применяются обычно либо элементы V группы (сурьма Sb, фосфор P), либо элементы III группы (галлий Ga, индий In) периодической системы.

На рис. 10.2, *а* изображена электронная структура тетраэдрического кристалла кремния с примесью фосфора, в которой четыре валентных электрона фосфора и валентные электроны четырех соседних атомов кремния образуют четыре связанные пары. Пятый валентный электрон фосфора оказывается избыточным. При незначительных затратах энергии от внешних источников (тепловая энергия при комнатной температуре) избыточный электрон теряет связь с атомом примеси и становится свободным электроном. Атом фосфора, потеряв электрон, становится положительным ионом. Такой полупроводник

называется полупроводником с электронной электропроводностью или *полупроводником n-типа.* На рис. 10.2, *б* приведено используемое в дальнейшем условное изображение идеального полупроводника *n*-типа, на котором неподвижный положительный ион обозначен знаком плюс в кружочке, а подвижный свободный электрон — знаком минус.

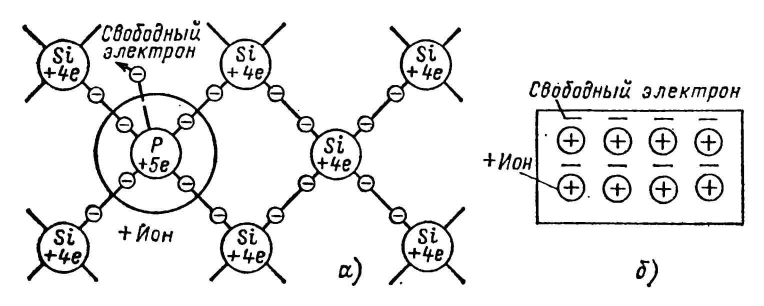


Рис. 10.2.

Если в качестве примеси используется индий, имеющий три валентных электрона, то в электронной структуре тетраэдрического кристалла кремния (рис. 10.3, *а*) одна валентная связь атома индия с четырьмя соседними атомами кремния недоукомплектована и в кристалле образуется «дырка». Для образования устойчивой электронной структуры кристалла необходим дополнительный электрон. Тепловой энергии при комнатной температуре вполне достаточно для того,

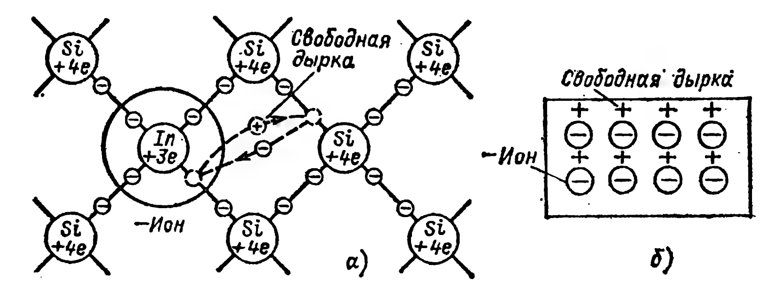


Рис. 10.3.

чтобы атом индия захватил один электрон из соседней валентной связи. При этом атом индия превращается в устойчивый неподвижный отрицательный ион, а дырка перемещается на место расположения захваченного электрона. Далее на место вновь образовавшейся дырки может переместиться электрон из соседней валентной связи и т. д. С электрофизической точки зрения этот процесс можно представить как хаотическое движение в кристалле свободных дырок с положительным зарядом, равным заряду электрона. Такой полупроводник называется полупроводником с дырочной электропровод-

ностью или *полупроводником p-типа.* На рис. 10.3, *б* приведено условное изображение идеального полупроводника *p*-типа.

Принцип работы большинства полупроводниковых приборов основан на специфических явлениях, возникающих на границе раздела между полупроводниками *n*- и *p*-типов. Рассмотрим эти явления на примере идеализированной плоскопараллельной конструкции (рис. 10.4, *а*).

Вследствие разности концентраций свободных дырок и свободных электронов по обе стороны от границы раздела полупроводников и разомкнутой цепи источника постоянного напряжения (ключ *K* на рис. 10.4 в положении *3*) часть дырок из приграничной области полупроводника *p*-типа диффундирует в полупроводник *n*-типа, а часть электронов из приграничной области полупроводника *n*-типа диффундирует в полупроводник *p*-типа. В результате вдоль границы раздела полупроводников образуются слой неподвижных отрицательных ионов со стороны полупроводника *p*-типа и слой неподвижных положительных ионов со стороны полупроводника *n*-типа, которые образуют *p-n переход.* Возникающее между этими слоями электрическое поле с напряженностью $\mathscr{E}$ препятствует дальнейшей диффузии свободных дырок и электронов через границу раздела полупроводников, и при некотором значении напряженности электрического поля в *p-n* переходе диффузия свободных дырок и электронов через границу раздела полупроводников полностью прекращается. Если значение электрического потенциала на границе раздела полупроводников ($x = 0$) принять равным нулю $\varphi(0) = 0$, то распределение потенциала в полупроводниках *p*- и *n*-типов будет определяться зависимостью (рис. 10.4, *б*)

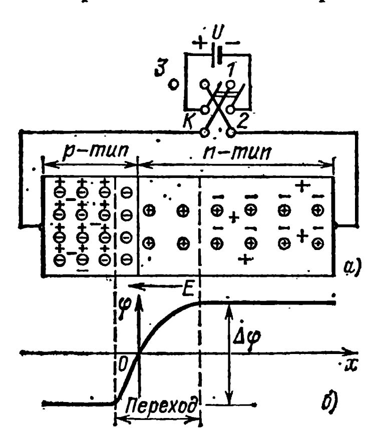


Рис. 10.4.

$$\varphi = \int_0^x \mathscr{E}\, dx.$$

Разность потенциалов $\Delta\varphi$ на *p-n* переходе называется высотой потенциального барьера.

Если к свободным торцам полупроводников *p*- и *n*-типов соответственно подключить отрицательный и положительный полюсы источника постоянного напряжения (ключ *K* на рис. 10.4, *а* в положении *1*), то напряженность поля $\mathscr{E}$ и высота потенциального барьера возрастут и в цепи не будет тока. Если к свободным торцам полупроводников *p*- и *n*-типов соответственно подключить положительный и отрицательный полюсы источника напряжения (ключ *K* на рис. 10.4, *а* в положении *2*), то высота потенциального барьера уменьшится и в цепи возникнет электрический ток. Следовательно, через идеаль-

ный *p-n* переход может проходить электрический ток только одного направления.

В реальных полупроводниках и *p-n* переходах помимо описанных выше основных процессов наблюдается и множество других второстепенных явлений, которые, однако, могут оказывать существенные влияния на характеристики полупроводниковых приборов.

Заметим, что переходный слой возникает и в других случаях, например между двумя областями *n*-типа с различными значениями удельной электрической проводимости, между полупроводником и металлом и т. п. Все эти переходы объединяются общим понятием *электрический переход* и используются в различных полупроводниковых приборах.

10.2. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ ДИОДЫ

Полупроводниковый диод — прибор с одним электрическим переходом и двумя выводами.

В полупроводниковых диодах используется свойство *p-n* перехода, а также других электрических переходов хорошо проводить электрический ток в одном направлении и плохо пропускать его в противоположном направлении. Эти токи и соответствующие им напряжения между выводами полупроводникового диода называются *прямым и обратным токами, прямым и обратным напряжениями.*

Для полупроводникового диода задают вольт-амперную характеристику, вид которой зависит от способа получения *p-n* перехода, концентрации свободных дырок и электронов, конструкции и т. д.

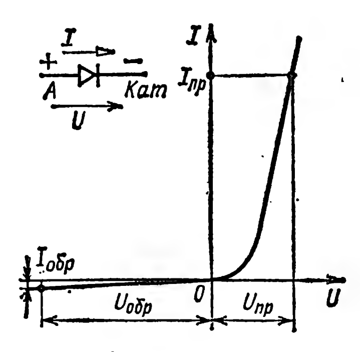


Рис. 10.5.

На рис. 10.5 приведено условное изображение полупроводникового диода на схемах электрических цепей и его типовая вольт-амперная характеристика. Прямой ток в полупроводниковом диоде направлен от одного вывода к другому, которые соответственно называются анодным и катодным выводами. В качестве параметров, характеризующих нагрузочную способность полупроводникового диода, обычно указывают допустимый прямой ток $I_{пр}$ и соответствующее ему прямое напряжение $U_{пр}$, допустимое обратное напряжение $U_{обр}$ и соответствующий ему обратный ток $I_{обр}$ и допустимую температуру окружающей среды (до 50 °С для германиевых и до 140 °С для кремниевых диодов).

По типу конструкции перехода различаются точечные и плоскостные полупроводниковые диоды.

Точечный диод — это прибор, в котором все размеры электрического перехода меньше размеров областей, окружающих его и опре-

делающих физические процессы в переходе. Такой переход возникает, например, при вплавлении кончика металлической иглы в полупроводниковую пластину с одновременной присадкой легирующего вещества. Из-за малой площади перехода точечный диод относится к маломощным приборам и применяется главным образом в аппаратуре сверхвысоких частот. Допустимая мощность рассеяния точечных диодов — около 10 мВт при значениях прямого тока 10—20 мА.

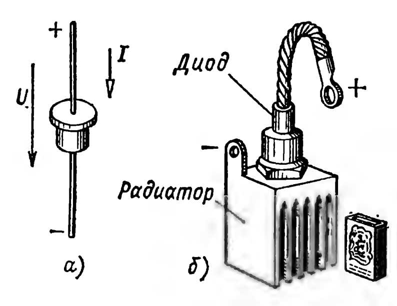


Рис. 10.6.

Плоскостной диод представляет собой прибор, в котором *p-n* переход возникает на значительной по площади (до 1000 мм² в силовых выпрямительных диодах) границе между полупроводниками *p*- и *n*-типов. В таких диодах переход получается методами сплавления полупроводниковых пластин *p*- и *n*-типов или диффузии в исходную полупроводниковую пластину примесных атомов. Вследствие большой площади *p-n* перехода допустимая мощность рассеяния плоскостных диодов малой мощности с естественным охлаждением (рис. 10.6, *а*) достигает 1 Вт при значениях прямого тока до 1 А. Такие плоскостные диоды часто применяются в цепях автоматики и в приборостроении.

У плоскостных диодов большой мощности (рис. 10.6, *б*) с радиаторами и искусственным охлаждением (воздушным или водяным) допустимая мощность рассеяния достигает 10 кВт при значениях прямого тока до 1000 А и обратного напряжения до 1500 В. Плоскостные диоды большой мощности применяются главным образом в выпрямителях (преобразователях переменного тока в постоянный).

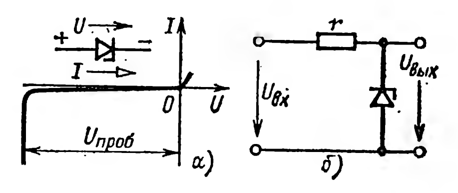


Рис. 10.7.

К особой разновидности плоскостных диодов относятся *полупроводниковые стабилитроны*, которые применяются для стабилизации напряжения в электрических цепях. В этих диодах используется явление неразрушающего электрического пробоя *p-n* перехода при определенных значениях $U_{проб}$ обратного напряжения (рис. 10.7, *а*). Значение напряжения неразрушающего пробоя определяется конструкцией *p-n* перехода и электрофизическими свойствами полупроводника.

На рис. 10.7, *б* приведена простейшая схема стабилизатора напряжения со стабилитроном. При изменении напряжения $U_{вх}$ между входными выводами стабилизатора и условии $U_{вх} > U_{проб}$ напряжение между выходными выводами $U_{вых} = U_{проб}$ изменяется незначительно.

10.3. ТРАНЗИСТОРЫ

Транзисторы представляют собой полупроводниковые приборы, служащие для усиления мощности электрических сигналов. По принципу действия транзисторы делятся на биполярные и полевые.

Устройство биполярных транзисторов основано на явлениях взаимодействия двух близко расположенных *p-n* переходов. Различают плоскостные и точечные биполярные транзисторы. Переходы в точечных биполярных транзисторах имеют малую площадь и аналогичны по конструкции переходам в точечных диодах (см. § 10.2). Такие транзисторы не получили существенного распространения.

Плоскостной транзистор представляет собой трехслойную структуру (рис. 10.8, *а*), в которой слой полупроводника *n*-типа находится между двумя слоями полупроводников *p*-типа. Такая трехслойная

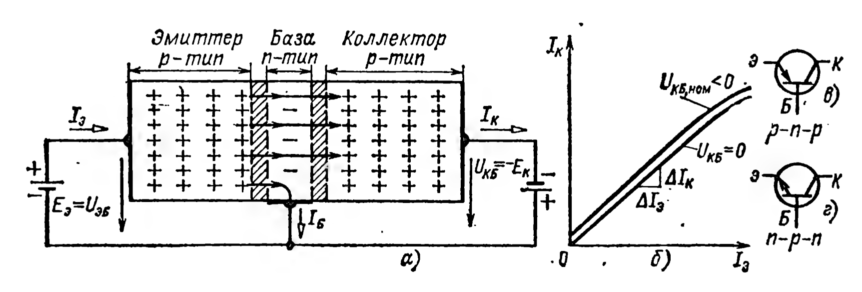


Рис. 10.8.

структура характерна для транзисторов типа *p-n-p*. Расположение слоя полупроводника *p*-типа между двумя слоями полупроводников *n*-типа используется в транзисторе типа *n-p-n*. На рис. 10.8, *в* и *г* даны условные изображения этих транзисторов.

Транзистор называется биполярным потому, что физические процессы в нем связаны с движением носителей зарядов обоих знаков (свободных дырок и электронов).

Средний слой транзистора называется *базой*, один крайний слой — *коллектором*, а другой крайний слой — *эмиттером*. Каждый слой имеет свой вывод, с помощью которых транзистор подключается в цепь. В зависимости от напряжения между выводами транзистора он работает в различных режимах.

Различают четыре режима работы транзистора:

активный режим, в котором переход эмиттер — база включен в прямом направлении, а переход коллектор — база — в обратном;

инверсный режим, в котором переход эмиттер — база включен в обратном направлении, а переход коллектор — база включен в прямом;

режим отсечки, в котором оба перехода включены в обратном направлении;

режим насыщения, в котором оба перехода включены в прямом направлении.

Основным является активный режим работы транзистора, который здесь будет рассмотрен для идеализированной электрофизической модели плоскостного транзистора (рис. 10.8, *а*).

При подключении отрицательного полюса источника с ЭДС $E_э = U_{эб}$ к базе, а положительного полюса — к эмиттеру потенциальный барьер *p-n* перехода, расположенного между базой и эмиттером, понижается. Свободные дырки диффундируют (инжектируются) из эмиттера в базу, т. е. возникает ток $I_э$ в цепи эмиттера. Если между коллектором и базой включен источник с ЭДС $E_к = -U_{кб}$ положительным полюсом к базе, то увеличивается потенциальный барьер *p-n* перехода, расположенного между базой и коллектором. Большая часть свободных дырок, инжектированных из эмиттера в базу, втягивается сильным электрическим полем обратного направления этого *p-n* перехода, т. е. возникает ток $I_к$ в цепи коллектора. Заметим, что электрическое поле в переходе коллектор — база существует и при разомкнутой ветви с источником ЭДС $E_к$ (рис. 10.4, *б*). Поэтому ток коллектора от значения напряжения $U_{кб} < 0$ зависит мало, вплоть до значения $U_{кб} = 0$ (рис. 10.8, *б*). Незначительная часть свободных дырок, инжектированных из эмиттера в базу, образует ток $I_б$ в цепи базы. При практическом отсутствии свободных дырок, инжектированных из эмиттера в базу ($E_э = 0$, $I_э = 0$), есть небольшие токи в цепях коллектора и базы $I_к \approx -I_б$, равные обратному току диода, т. е. току через *p-n* переход, расположенный между базой и коллектором, при коротком замыкании цепи эмиттер — база и $U_{кб} < 0$. Значение этого тока при номинальном напряжении $U_{кб,ном}$ служит параметром транзистора.

Проведенный анализ идеализированной модели транзистора позволяет сделать ряд выводов.

Число свободных дырок, инжектированных из эмиттера в базу, сильно зависит от напряжения $U_{эб}$. Почти все они достигают коллектора независимо от напряжения $U_{кб} \leqslant 0$. Следовательно, напряжение $U_{эб}$ можно рассматривать как сигнал управления для изменения тока коллектора $I_к$ при $U_{кб} = \text{const}$.

Постоянные токи в цепях коллектора, эмиттера и базы определяют *статический* режим работы транзистора. При работе транзистора в различных устройствах, например усилителях, важно знать зависимости между изменениями этих токов ΔI при малых изменениях скачком на $\Delta U_{эб}$ сигнала управления $U_{эб}$ и $U_{кб} = \text{const}$. Напряжение $\Delta U_{эб}$ называется переменной составляющей сигнала управления. Рассмотрим эти зависимости, пренебрегая переходными процессами в транзисторе, вызванными инерционностью движения свободных дырок и электронов и другими причинами. Тогда все токи транзистора также изменятся скачком.

На основании первого закона Кирхгофа

$$\Delta I_э = \Delta I_к + \Delta I_б.$$

Для малых значений переменной составляющей сигнала цепь с транзистором можно рассматривать как линейную с одним источником напряжения $\Delta U_{эб}$. В такой цепи (1.35) зависимость между

токами в различных ветвях линейная, т. е. (рис. 10.8, *б*)

$$\Delta I_к = \alpha \, \Delta I_э; \qquad (10.1)$$

$$\Delta I_к = \frac{\alpha}{1-\alpha} \Delta I_б = \beta \, \Delta I_б, \qquad (10.2)$$

где $\alpha = dI_к/dI_э|_{U_{кб}=\text{const}}$, — дифференциальный коэффициент передачи тока эмиттера; β — дифференциальный коэффициент передачи тока базы. Эти коэффициенты ($\alpha = 0{,}98 \div 0{,}99$ и $\beta = 50 \div 100$) являются параметрами плоскостных биполярных транзисторов.

Работа транзистора под действием переменной составляющей сигнала управления называется *режимом малого сигнала.*

Заметим, что сделанное допущение об отсутствии переходного процесса в транзисторе ограничивает применимость параметров α и β для расчетов. Если переменная составляющая сигнала управления изменяется по синусоидальному закону $\Delta u_{эб} = U_m \sin \omega t$, то зависимости $\Delta i_к/\Delta i_э = \alpha$ и $\Delta i_к/\Delta i_б = \beta$ справедливы только для низких частот. Для высоких частот переходными процессами в транзисторе пренебрегать нельзя и зависимости (10.1) и (10.2) нарушаются. Это ограничение нужно иметь в виду для всех дальнейших расчетов с использованием параметров α и β.

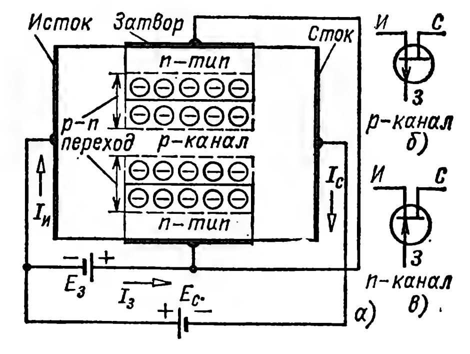


Рис. 10.9

В зависимости от способов получения переходов плоскостные биполярные транзисторы, так же как и плоскостные диоды, делятся на сплавные и диффузионные. Используются и другие способы изготовления, которые отражаются в наименованиях приборов: планарные, микросплавные, меза и т. д.

При наличии внешних теплоотводов мощные плоскостные биполярные транзисторы работают при рассеиваемой мощности до 50 Вт и токах до 10 А.

Рассмотрим принцип работы полевого транзистора, идеализированная электрофизическая модель которого показана на рис. 10.9, *а* и условное изображение — на рис. 10.9, *б*. Между двумя электродами, называемыми *истоком и стоком*, расположен *p*-канал, изготовленный из полупроводника *p*-типа. Если между истоком и стоком включен источник с ЭДС $E_с$, то в *p*-канале есть ток, значение которого зависит от проводимости канала. В свою очередь проводимость *p*-канала зависит от его ширины, которую в полевых транзисторах можно изменять. Для этого между третьим электродом, называемым *затвором*, и истоком включен источник с ЭДС $E_з$ положительным полюсом к затвору, так что *p-n* переход между *p*-каналом и полупроводником *n*-типа, который находится у затвора, включен в обратном направ-

лении. Ширина каждого *p-n* перехода влияет на ширину *p*-канала и в конечном счете на его проводимость. Вместо *p*-канала может быть *n*-канал из полупроводника *n*-типа, а затвор — из полупроводника *p*-типа. Для того чтобы *p-n* переход между каналом и затвором был включен в обратном направлении, положительный полюс источника с ЭДС $E_з$ должен быть подключен к истоку. Транзисторы с указанным принципом работы называются полевыми, что подчеркивает принцип изменения тока в канале при помощи электрического поля в управляющем *p-n* переходе при его обратном включении. Существуют и другие разновидности полевых транзисторов. Так как ток в канале представляет собой движение зарядов только одного знака (свободных дырок в *p*-канале или электронов в *n*-канале), то полевые транзисторы иногда называются униполярными.

Важной особенностью полевых транзисторов является то, что при изменении полярности и напряжения между истоком и стоком работоспособность транзистора сохраняется.

На рис. 10.9, *б* и *в* даны условные изображения полевых транзисторов с *p*- и *n*-каналами.

Полевые транзисторы относятся к маломощным приборам и применяются главным образом в приборостроении; ток в открытом канале униполярного транзистора равен 1—10 мА при напряжении между истоком и стоком 5—10 В.

10.4. ТИРИСТОРЫ

Тиристор — полупроводниковый прибор с двумя устойчивыми состояниями, имеющий три или более перехода, который может быть переключен из закрытого состояния в открытое или наоборот. Наиболее распространена структура тиристора с четырьмя чередующимися слоями полупроводников *p*- и *n*-типов.

Различают управляемые и неуправляемые тиристоры. Последние называются диодными тиристорами и аналогично полупроводниковым диодам с одним переходом (см. рис. 10.5) имеют два вывода — анодный и катодный. Управляемые тиристоры кроме анодного и катодного выводов имеют еще вывод управляющего электрода (УЭ).

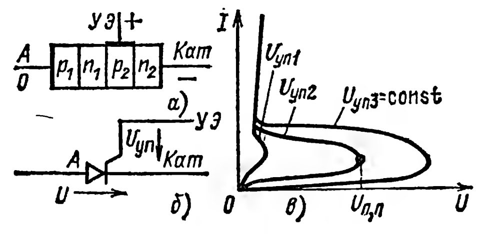


Рис. 10.10.

Рассмотрим основные статические характеристики управляемого тиристора с расположением четырех полупроводниковых слоев, как показано на рис. 10.10, *а* (потенциал анодного вывода принят равным нулю). Условное изображение такого тиристора дано на рис. 10.10, *б*. Заметим, что ток через вывод управляющего электрода обычно мал и можно считать токи через анодные и катодные выводы тиристора одинаковыми и равными *I*.

При указанной структуре тиристора его вольт-амперные характеристики, т. е. зависимости тока I от напряжения между анодом и катодом U при постоянном напряжении между управляющим электродом и катодом $U_{уп} = \text{const}$, имеют три характерных участка (рис. 10.10, *в*). Первый участок от значения $U = 0$ до напряжения прямого переключения $U = U_{п.п}$ соответствует малым токам, т. е. закрытому состоянию тиристора (ток I мал). В пределах этого участка дифференциальное сопротивление тиристора $r_{диф} = dU/dI$ положительно. В пределах второго участка значение дифференциального сопротивления $r_{диф}$ отрицательно. Увеличение тока I вызывает уменьшение напряжения U, что приводит к дальнейшему увеличению тока и т. д. Режим, соответствующий этому участку вольт-амперной характеристики, неустойчив. Тиристор спонтанно переходит на третий участок вольт-амперной характеристики, соответствующий открытому состоянию, при котором дифференциальное сопротивление вновь становится положительным.

Так как значение напряжения прямого переключения $U_{п.п}$ зависит от напряжения $U_{уп}$, то тиристор можно использовать как управляемый ключ. Основной областью применения тиристоров является преобразовательная техника (см. § 16.6). Номинальные значения токов I у некоторых типов тиристоров в открытом состоянии достигают 5000 А, а номинальные значения напряжений U в закрытом состоянии — до 5 кВ.

10.5. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ УСТРОЙСТВАХ

Полупроводниковые приборы широко применяются в различных устройствах автоматики, телемеханики, обработки информации и т. д. Рассмотрим здесь работу наиболее распространенных полупроводниковых устройств общепромышленного назначения, которые по своим функциональным задачам можно разделить на несколько групп: преобразовательные, в том числе выпрямительные, усилительные и импульсные, в том числе логические.

Выпрямительные устройства служат для преобразования синусоидальных напряжений и токов в постоянные. Они применяются, например, в электроприводах постоянного тока, если последние получают энергию от сети синусоидального тока.

В усилительных устройствах те или иные параметры сигналов увеличиваются до значений, необходимых для работы исполнительных органов; например, сигналы антенны радиоприемника усиливаются до значений, достаточных для работы громкоговорителя.

При помощи импульсных и логических устройств создают различные системы управления. Первые обеспечивают необходимую временную программу, а вторые — необходимую логическую программу совместной работы отдельных частей объекта управления.

Отметим, что деление полупроводниковых устройств по их функциональному назначению в известной степени условно. Реальные полупроводниковые устройства часто содержат элементы нескольких групп, а также генераторы синусоидальных колебаний, стабилизаторы и т. п.

Различают неуправляемые и управляемые выпрямительные устройства. В неуправляемых выпрямительных устройствах для преобразования синусоидального тока в постоянный применяются полупроводниковые диоды, в управляемых выпрямительных устройствах — тиристоры.

Самый простой однополупериодный выпрямитель (рис. 10.11, *а*) содержит источник синусоидального напряжения $u = U_m \sin \omega t$, полупроводниковый диод и резистор (сопротивление нагрузки $r_н$).

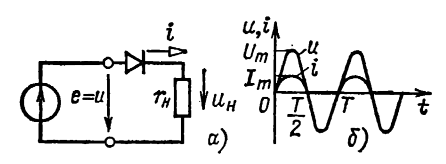


Рис. 10.11.

Будем для упрощения расчетов считать диод идеальным, т. е. с сопротивлением, равным нулю в прямом направлении и бесконечно большим в обратном. Такой диод представляет собой короткое замыкание для тока в прямом направлении и разрыв для тока в обратном. Поэтому ток в цепи (рис. 10.11, *б*) периодический несинусоидальный в виде полуволн синусоиды $i = I_m \sin \omega t$, где $I_m = U_m / r_н$ в течение полупериодов напряжения источника, когда $u > 0$, и равен нулю при $u < 0$.

При однополупериодном выпрямлении постоянная составляющая тока в цепи, т. е. среднее значение тока,

$$I_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} i\,dt = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_m \sin \omega t\,dt = \frac{1}{\pi} I_m \approx 0{,}32 I_m. \qquad (10.3)$$

Действующее (среднеквадратичное) значение тока

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} i^2\,dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{T/2} I_m^2 \sin^2 \omega t\,dt} = I_m/2. \qquad (10.4)$$

Напряжение на резисторе $u_н = r_н i = r_н I_m \sin \omega t$ равно напряжению источника в течение полупериодов, когда $u > 0$ и ток отличен от нуля, и равно нулю при $u < 0$, когда ток равен нулю. Это *выпрямленное напряжение*. Его постоянная составляющая

$$U_0 = r_н I_0 = \frac{r_н}{\pi} I_m = \frac{U_m}{\pi}, \qquad (10.5)$$

следовательно, это напряжение в 2 раза меньше среднего по модулю значения синусоидального напряжения с той же амплитудой (2.15).

Активная мощность в сопротивлении нагрузки, равная активной мощности, отдаваемой источником,

$$P = r_н I^2 = r_н I_m^2/4 = U_m I_m/4. \qquad (10.6)$$

В 1901 г. акад. В. Ф. Миткевич предложил схему *двухполупериодного выпрямления* (рис. 10.12), которая содержит два диода. В ней

приемник с сопротивлением нагрузки $r_н$ включается между общей точкой двух диодов и средней точкой вторичной обмотки трансформатора. Если в каждой половине вторичной обмотки считать положительным то направление тока, при котором соответствующий диод открыт, то ток в каждой половине обмотки и в каждом диоде будет синусоидальным в течение положительного (для этой половины) полупериода и равным нулю в течение отрицательного полупериода. В приемнике положительные направления обоих токов совпадают. Постоянная составляющая тока нагрузки будет теперь вдвое больше, чем при однополупериодном выпрямлении, и при идеальных диодах составляет:

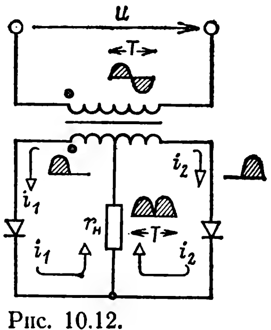


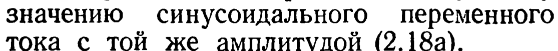
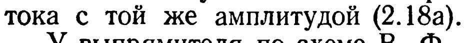
Рис. 10.12.

$$I_0=\frac{2}{\pi}I_m\approx 0{,}64I_m. \tag{10.7}$$

В течение обеих половин периода интеграл $\int\limits_0^{T/2} i^2\,dt$ будет иметь одинаковое значение, следовательно, действующее значение тока нагрузки

$$I=\sqrt{\frac{2}{T}\int\limits_0^{T/2} i^2\,dt}=\sqrt{\frac{2}{T}\int\limits_0^{T/2} I_m^2\sin^2\omega t\,dt}=\frac{I_m}{\sqrt{2}}, \tag{10.8}$$

т. е. действующее значение выпрямленного тока в $\sqrt{2}$ раз больше, чем при однополупериодном выпрямлении, и равно действующему значению синусоидального переменного тока с той же амплитудой (2.18а).

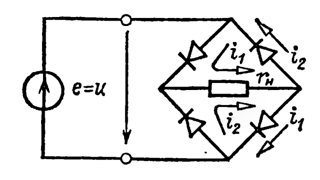


Рис. 10.13.

У выпрямителя по схеме В. Ф. Миткевича должен быть делитель напряжения в виде трансформатора (рис. 10.12) или автотрансформатора. В ряде случаев целесообразнее применение *мостовой схемы двухполупериодного выпрямления* (рис. 10.13). У этого выпрямителя четыре диода образуют четыре плеча выпрямительного моста. В одну диагональ моста включен источник синусоидального напряжения, а в другую — резистор (сопротивление нагрузки). Одну половину периода два диода в противолежащих плечах моста проводят ток i_1, а другие два диода заперты. Вторую половину периода два других диода проводят ток i_2, а первые два диода заперты. Ток в резисторе, т. е. выпрямленный ток, такой же, как и в схеме выпрямления В. Ф. Миткевича. Поэтому для мостовой схемы справедливы все полученные выше соотношения для двухполупериодного выпрямителя.

Полупроводниковые диоды плохо выпрямляют ток при малых напряжениях (см. рис. 10.5). В мостовой схеме выпрямления все время

работают два последовательно включенных диода. Поэтому при малом напряжении питания эта схема выпрямления работает хуже, чем выпрямитель по схеме Миткевича.

При двухполупериодном выпрямлении напряжение на резисторе изменяется от максимального значения до нуля. *Многофазное выпрямление* дает возможность значительно уменьшить эти пульсации. На рис. 10.14, *а* показана схема трехфазного выпрямителя. В каждый данный момент времени ток проводит только тот диод, который соединен с выводом той вторичной обмотки трехфазного трансформатора (*a*, *b* или *c*), напряжение на которой (u_a, u_b или u_c) положительное и наибольшее. Кривая изменения выпрямленного напряжения $u_н$ совпадает с огибающей положительных полуволн напряжений вторичных обмоток (рис. 10.14, *б*).

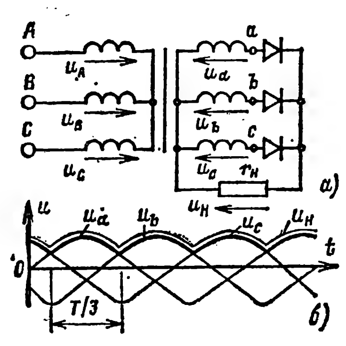
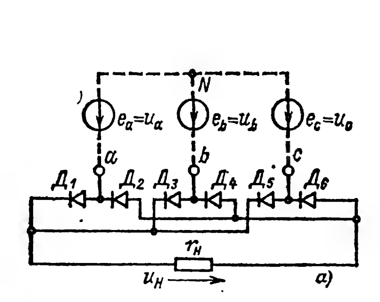


Рис. 10.14.

В трехфазной мостовой схеме выпрямления (рис. 10.15, *а*), предложенной А. Н. Ларионовым, совмещаются принципы однофазной мостовой схемы выпрямителя и многофазного выпрямления. Для нее не нужна общая точка вторичных обмоток трансформатора, поэтому его вторичные обмотки могут быть соединены как по схеме звезда, так и по схеме треугольник. Половина диодов цепи образует группу, в которой соединены все катодные выводы диодов, а у второй половины соединены все анодные выводы. Пульсации выпрямленного напряжения еще меньше, чем в трехфазной мостовой схеме, а частота их равна удвоенному числу фаз выпрямителя, т. е. при трехфазном питании шести пульсациям за период (рис. 10.15, *б*).



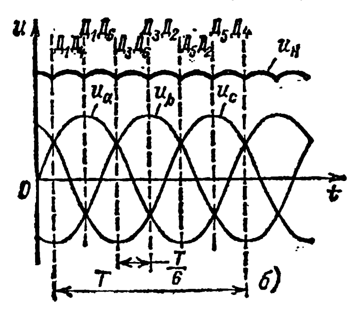


Рис. 10.15.

Рассмотрим процессы в цепи в этом случае. Предположим, что трехфазная система напряжений задается воображаемым трехфазным симметричным источником по схеме звезда, как показано на рис. 10.15, *а* пунктиром. В каждый данный момент работает тот диод первой группы, у которого анодный вывод в это время имеет наибольший положительный потенциал относительно нейтральной точки *N*

воображаемого генератора, а вместе с ним — диод второй группы, у которого катодный вывод имеет наибольший по абсолютной величине отрицательный потенциал относительно этой же точки.

Для того чтобы определить зависимость среднего значения выпрямленного напряжения U_0 (постоянной составляющей) от частоты пульсаций m, проинтегрируем мгновенное значение напряжения на сопротивлении нагрузки $u_н = U_m \cos \omega t$ (рис. 10.16) в пределах от $-T/2m$ до $+T/2m$ и вычислим среднее значение:

$$U_0 = \frac{m}{T} \int_{-T/2m}^{T/2m} U_m \cos \omega t \, dt = \frac{m}{2\pi} \int_{-\pi/m}^{\pi/m} U_m \cos \omega t \, d\omega t = U_m \frac{\sin(\pi/m)}{\pi/m}. \quad (10.9)$$

С увеличением m постоянная составляющая U_0 выпрямленного напряжения приближается к максимальному значению U_m.

Рассмотрим теперь процессы в цепи управляемого однополупериодного тиристорного выпрямителя (рис. 10.17, *а*), диодный аналог ко-

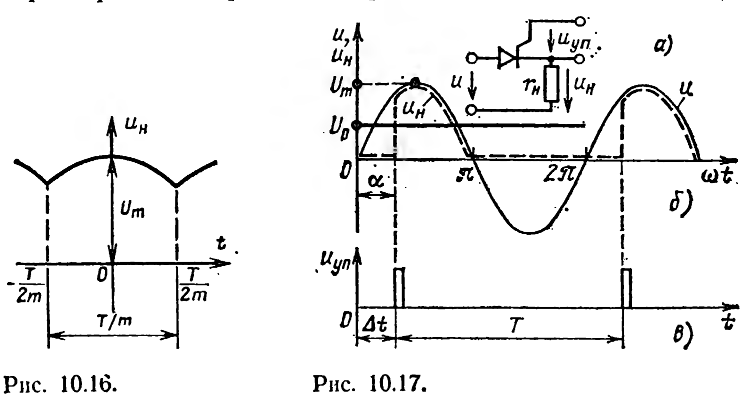


Рис. 10.16. Рис. 10.17.

торого приведен на рис. 10.11, *а*, при синусоидальном напряжении питания (преобразуемом напряжении) $u = U_m \sin \omega t$.

Для того чтобы условия работы тиристора в каждый положительный полупериод синусоидального напряжения питания были одинаковыми, период повторения управляющих импульсов напряжения $u_{уп}$ (рис. 10.17, *в*), отпирающих тиристор, должен равняться периоду $T = 2\pi/\omega$ преобразуемого напряжения. Если интервал времени между началом положительного полупериода преобразуемого напряжения и моментом включения управляющего импульса равен $\Delta t = \alpha/\omega$, где α — угол запаздывания, то среднее значение напряжения $u_н$ на сопротивлении нагрузки (рис. 10.17, *б*)

$$U_0 = \frac{U_m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \, d\omega t = U_m \frac{1 + \cos \alpha}{2\pi}. \quad (10.10)$$

Изменяя значение угла запаздывания α, можно с высоким КПД (0,95—0,99) осуществлять преобразование и управление напряжений.

Принципы построения управляемых многофазных выпрямительных устройств аналогичны рассмотренному для однофазного выпрямителя.

10.7. УСИЛИТЕЛИ

В зависимости от назначения различают усилители постоянного тока для усиления постоянных или медленно изменяющихся во времени сигналов и усилители с емкостными связями для усиления быстроизменяющихся во времени сигналов.

Различные усилительные устройства применяются для преимущественного усиления тех или иных параметров сигналов. По этому признаку они делятся на усилители напряжений и усилители мощности.

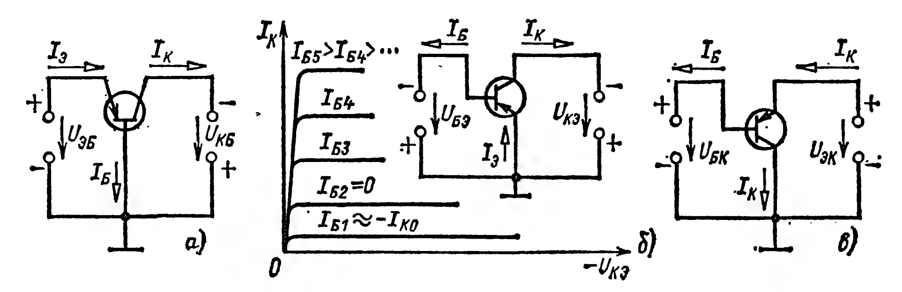


Рис. 10.18.

Для усиления сигналов используются свойства как биполярных, так и полевых транзисторов, при помощи которых можно создавать однокаскадные и многокаскадные усилительные устройства. Рассмотрим здесь работу усилителей на биполярных транзисторах.

Для усиления сигналов применяются три схемы включения биполярных транзисторов в активном режиме работы: с *общей базой* (ОБ) (рис. 10.18, *а*) *с общим эмиттером* (ОЭ) (рис. 10.18, *б*) и *с общим коллектором* (ОК) (рис. 10.18, *в*). Название схемы включения транзистора совпадает с названием вывода, общего для входной и выходной цепей. Практически наиболее часто применяются усилители, в которых транзистор включается по схеме с общим эмиттером (рис. 10.18, *б*).

Рассмотрим основные процессы в транзисторе, включенном по схеме с ОЭ. Для этого сравним их с уже рассмотренными процессами в транзисторе, включенном по схеме с ОБ (см. § 10.3). В обоих случаях напряжение $U_{бэ} = -U_{эб} < 0$ используется в качестве сигнала управления током коллектора, который мало зависит от напряжения $U_{кб} \leqslant 0$ (см. рис. 10.8, *б*). По второму закону Кирхгофа $U_{кб} = U_{кэ} - U_{бэ}$. Поэтому ток коллектора мало зависит также и от напряжения $U_{кэ}$, если $U_{кэ} \leqslant U_{бэ}$. Это условие всегда выполняется в усилителях. Следовательно, зависимости $I_к = f\,(I_э)_{U_{кб} = \text{const}}$ (рис. 10.8, *б*) в транзисторе, включенном по схеме с ОБ, и зависимости $I_к = f\,(I_э)_{U_{кэ} = \text{const}}$ в транзисторе, включенном по схеме с ОЭ, практи-

чески совпадают, т. е. статический режим транзистора в обоих случаях одинаковый.

В режиме малого сигнала при обоих способах включения транзистора дифференциальный коэффициент передачи тока эмиттера (10.1) $\left.\frac{dI_к}{dI_э}\right|_{U_{кэ}=\text{const}} \approx \left.\frac{dI_к}{dI_э}\right|_{U_{кб}=\text{const}} = \alpha$ также практически одинаковый. То же можно сказать и о дифференциальном коэффициенте передачи тока базы β (10.2).

Преимущество усилителя по схеме с ОЭ заключается в том, что его входное сопротивление в режиме малого сигнала, равное $|\Delta U_{бэ}/\Delta I_б|$, в $\beta/\alpha = 50 \div 100$ раз больше, чем в усилителе по схеме с ОБ. Уменьшается и мощность источника сигнала управления.

Для расчета усилителя по схеме с ОЭ удобно пользоваться статическими коллекторными характеристиками транзистора $I_к\,(-U_{кэ})_{I_б=\text{const}}$, показанными на рис. 10.18, *б*.

На коллекторных характеристиках можно отметить два участка. При увеличении напряжения $(-U_{кэ})$ от нулевого значения ток коллектора сначала быстро увеличивается, а затем остается практически постоянным. При отсутствии сигнала управления $U_{бэ} = 0$, т. е. коротком замыкании между выводами базы и эмиттера, токи коллектора и базы практически одинаковы ($I_к \approx -I_б$) и равны обратному току через переход коллектор—база. Этот ток при номинальном напряжении $U_{кэ,\,ном}$ обозначается $I_{к0}$ и служит параметром транзистора. С помощью семейства коллекторных характеристик, точнее, участков характеристик, практически параллельных оси абсцисс, легко определить дифференциальный коэффициент передачи тока базы как отношение $\beta = \Delta I_к/\Delta I_б$ при $U_{кэ} = \text{const}$, который используется при расчете усилителей.

10.8. ОДНОКАСКАДНЫЙ ТРАНЗИСТОРНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ

На рис. 10.19, *а* приведена одна из простейших схем однокаскадного транзисторного усилителя с ОЭ, в которой источник усиливаемого сигнала представлен в виде генератора напряжения с $\Delta U_с = \Delta E_г$ и внутренним сопротивлением $r_г$.

При отсутствии входного сигнала ($\Delta U_с = 0$) усилитель находится в статическом режиме и токи в цепях базы $I_{б,ст}$ и коллектора $I_{к,ст}$ неизменны. Изменяя значение постоянного тока в цепи базы при помощи регулируемого резистора $r_д$, можно установить требуемое значение постоянного тока в цепи коллектора. Разделительные конденсаторы не пропускают постоянный ток в источник сигналов и приемник с сопротивлением нагрузки $r_н$.

При изменении напряжения входного сигнала скачком на $\Delta U_с \neq 0$ и отсутствии переходного процесса в транзисторе ток в цепи базы также изменится скачком на $\Delta I_б$. Для выбранных положительных направлений токов $I_{б,ст}$ и $\Delta I_б$ ток базы станет равным $I_{б,ст} - \Delta I_б$. Направление тока $\Delta I_б$ выбрано таким для того, чтобы в источнике усиливаемого сигнала направления тока и ЭДС $\Delta E_г$ совпадали. (Изменением тока

в резисторе $r_д$ под действием входного сигнала можно пренебречь, так как его сопротивление обычно велико.) Вследствие этого ток в цепи коллектора (10.2) также изменится скачком:

$$I_{к,\,ст} - \Delta I_к = I_{к,\,ст} - \beta \Delta I_б. \qquad (10.11)$$

Так как емкость разделительного конденсатора в цепи приемника всегда велика, то появится ток $\Delta I_н$ и в этой цепи. Положительное направление тока $\Delta I_н$ принято выбирать к общему выводу транзистора, т. е. к эмиттеру.

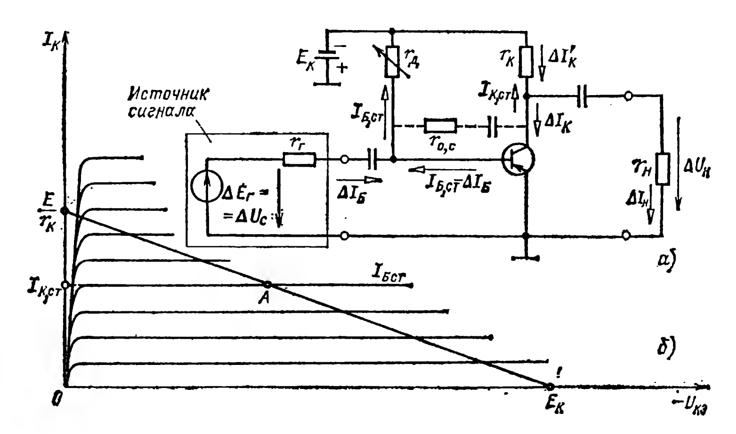


Рис. 10.19.

Если напряжение входного сигнала $\Delta U_с$ невелико, то можно считать, что параметры транзистора при всех изменениях напряжения входного сигнала остаются неизменными. Поэтому можно рассматри-

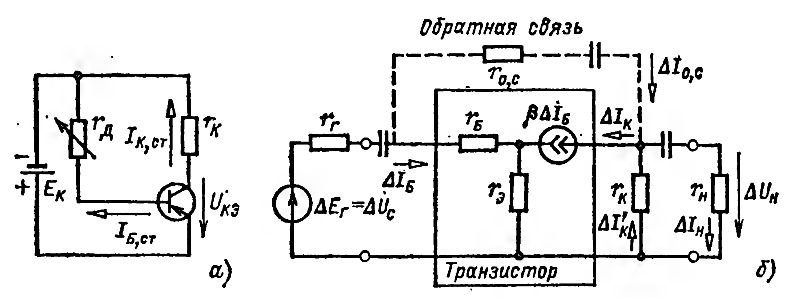


Рис. 10.20.

вать усилитель в режиме малого сигнала как линейную цепь и представить режим цепи усилителя в виде наложения режима с постоянными составляющими токов при одном источнике ЭДС $E_к$ (рис. 10.20, *а*) и режима с переменными составляющими токов при другом источнике ЭДС $\Delta E_г$ (рис. 10.20, *б*). В схеме усилителя для режима переменных составляющих токов биполярный транзистор представлен эквивалент-

ной схемой замещения, в которой учтены сопротивления базы $r_б = 100 \div 200$ Ом и эмиттера $r_э = 15 \div 25$ Ом, а также соотношение (10.2) между изменениями токов в цепях базы и коллектора.

Режим усилителя по постоянной составляющей тока (рис. 10.20, *а*) можно рассчитать по известным статическим *коллекторным характеристикам* транзистора с ОЭ $I_к(-U_{кэ})_{I_б = \text{const}}$ (см. рис. 10.19, *б*). При постоянном токе в цепи базы $I_{б.ст}$ постоянный ток в цепи коллектора $I_{к.ст}$ определяется (см. § 1.21) методом нагрузочной характеристики (рабочая точка *А* на рис. 10.19, *б*).

По схеме замещения усилителя для переменных составляющих определяются основные параметры усилителя: коэффициенты усиления напряжения и тока, а также входное и выходное сопротивления. Если пренебречь влиянием разделительных конденсаторов в цепи (рис. 10.20, *б*), то

$$\Delta U_н = -\beta(r_н \| r_к)\,\Delta I_б; \qquad (10.12)$$

$$\Delta U_с = [r_г + r_б + (1+\beta) r_э]\,\Delta I_б = (r_{вх} + r_г)\,\Delta I_б, \qquad (10.13)$$

где

$$r_{вх} = r_б + (1+\beta) r_э \qquad (10.14)$$

— *входное сопротивление транзисторного усилителя* с ОЭ, равное в данном случае входному сопротивлению самого транзистора с ОЭ. Входное сопротивление биполярных транзисторов с ОЭ сравнительно невелико (1—3 кОм), что является их существенным недостатком.

Выходное сопротивление усилителя с ОЭ определяется со стороны его выходных выводов при отключенном сопротивлении нагрузки:

$$r_{вых} = r_к. \qquad (10.15)$$

Типовое значение выходного сопротивления усилителей с ОЭ составляет 10—100 кОм.

Из (10.12) и (10.13) следует, что *коэффициент усиления напряжения транзисторного усилителя* с ОЭ в режиме малого сигнала

$$K_u = \frac{\Delta U_н}{\Delta U_с} = -\frac{\beta(r_н \| r_к)}{r_{вх} + r_г}. \qquad (10.16)$$

Знак минус в (10.16) указывает на то, что при положительном (отрицательном) значении сигнала соответствующее ему изменение напряжения на сопротивлении нагрузки имеет отрицательное (положительное) значение.

Аналогично *коэффициент усиления тока*

$$K_i = \frac{\Delta I_н}{\Delta I_б} = -\frac{\Delta U_н}{r_н \Delta I_б} = -\frac{\beta r_к}{r_н + r_к}. \qquad (10.17)$$

Типовые значения коэффициентов усиления для транзисторных усилителей с ОЭ соответственно равны: $K_u = 10 \div 60$ и $K_i = 15 \div 80$.

Вместо биполярных транзисторов в усилителях можно использовать полевые транзисторы (см. рис. 10.9). По аналогии со схемами ОБ, ОЭ, ОК у биполярных транзисторов (рис. 10.18) различают три способа включения полевых транзисторов: с *общим затвором (ОЗ)*,

с общим истоком (ОИ) и *с общим стоком (ОС)*. Чаще других встречается схема включения полевого транзистора с ОИ, главное достоинство которой — большое входное сопротивление (до 1000 МОм). Общим недостатком усилителей на полевых транзисторах по сравнению с усилителями на биполярных транзисторах является их меньший коэффициент усиления.

10.9. ОБРАТНАЯ СВЯЗЬ В УСИЛИТЕЛЯХ

Входящий в выражения для коэффициентов усиления напряжения (10.16) и тока (10.17) дифференциальный коэффициент передачи тока базы биполярного транзистора β (10.2) не является стабильной величиной. Вследствие этого и коэффициенты усиления напряжения K_u и тока K_i усилителя с ОЭ также не отличаются высокой стабильностью. Для повышения стабильности коэффициентов усиления применяются обратные связи.

Обратной связью в технике принято называть воздействие выходной величины устройства на вход этого же устройства. Обратная связь *отрицательна*, если в устройстве с обратной связью входная величина уменьшается; в противном случае она *положительна*.

Обратная связь в усилителях может быть последовательной или параллельной, по напряжению или по току, по постоянной или по переменной составляющей. Ограничимся здесь анализом параллельной отрицательной обратной связи по переменной составляющей напряжения и последовательной отрицательной обратной связью по постоянной составляющей тока в транзисторном усилителе с ОЭ.

Параллельная отрицательная обратная связь по переменной составляющей напряжения получается, если между коллектором и базой транзистора включен резистор с сопротивлением $r_{о,с}$ (через разделительный конденсатор), показанный на схеме усилителя (рис. 10.19, *а*) и его эквивалентной схеме замещения по переменной составляющей (рис. 10.20, *б*) пунктиром.

Учтем, что $|\Delta U_н| \gg \Delta U_с$. При этом из схемы замещения усилителя по переменной составляющей с обратной связью (рис. 10.20, *б*) следует, что

$$\Delta U_н = -\beta\,(r_н \| r_к \| r_{о,\,с})\,\Delta I_б; \qquad (10.18)$$

$$\Delta I_{о,\,с} = \frac{\Delta U_с - r_{вх}\Delta I_б}{r_г} - \Delta I_б \approx -\frac{\Delta U_н}{r_{о,\,с}}, \qquad (10.19)$$

где $r_{вх}\Delta I_б$ — напряжение по переменной составляющей между базой и эмиттером транзистора, а $(\Delta U_с - r_{вх}\Delta I_б)/r_г$ — ток источника входного сигнала.

С учетом выражений (10.18) и (10.19) определим коэффициент усиления напряжения усилителя с параллельной отрицательной обратной связью по напряжению:

$$K_{uо,\,с} = \frac{\Delta U_н}{\Delta U_с} = -\frac{\beta\,(r_н \| r_к \| r_{о,\,с})}{\dfrac{\beta\,(r_н \| r_к \| r_{о,\,с})\,r_г}{r_{о,\,с}} + r_г + r_{вх}}. \qquad (10.20)$$

Параллельная отрицательная обратная связь по переменной составляющей напряжения уменьшает коэффициент усиления усилителя без обратной связи (10.16), но повышает его стабильность, так как нестабильный параметр биполярного транзистора β в выражение (10.20) входит так, что при его увеличении (уменьшении) числитель и знаменатель одновременно увеличиваются (уменьшаются). Параллельная отрицательная обратная связь стабилизирует коэффициент усиления при изменении не только параметра β, но и других параметров биполярного транзистора, например сопротивлений базы $r_б$ или эмиттера $r_э$. Во всех случаях при увеличении (уменьшении) напряжения на выходе усилителя вследствие изменения каких-либо внутренних параметров транзистора на вход усилителя поступает сигнал в противофазе с усиливаемым сигналом.

Последовательная отрицательная связь по постоянному току применяется для стабилизации постоянной составляющей тока в цепи коллектора $I_{к,ст}$. Для этого в цепь эмиттера включают резистор $r_{э,о,с}$ (рис. 10.21, *а*). Конденсатор, включенный

параллельно с резистором $r_{э,о,с}$, служит для разделения постоянной и переменной составляющих тока. При возрастании (уменьшении) постоянного тока коллектора возрастает (уменьшается) падение напряжения на резисторе $r_{э,о,с}$. Соответственно

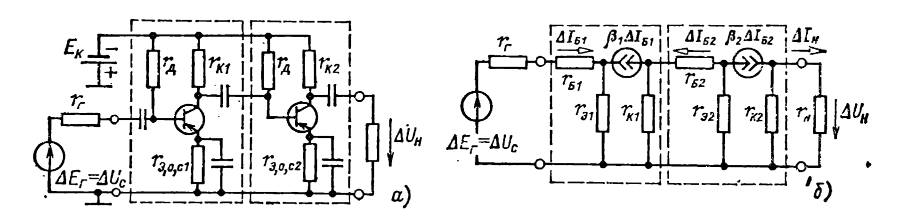


Рис. 10.21.

уменьшается (увеличивается) разность потенциалов между эмиттером и базой и изменение тока базы стабилизирует постоянную составляющую тока в цепи коллектора.

10.10. МНОГОКАСКАДНЫЕ УСИЛИТЕЛИ

Многокаскадные усилители применяют для увеличения общего коэффициента усиления. В качестве примера на рис. 10.21, *а* приведена схема двухкаскадного транзисторного усилителя.

Заменив каждый каскад усилителя эквивалентной схемой замещения по переменной составляющей (рис. 10.20, *б*) без учета цепи обратной связи, получим полную эквивалентную схему замещения двухкаскадного усилителя[1] (рис. 10.21, *б*). Для этой схемы по аналогии с (10.12) и (10.13) получим, что при изменении входного сигнала на

$$\Delta U_с = (r_г + r_{вх1})\,\Delta I_{б1} \qquad (10.21)$$

изменение напряжения на приемнике с сопротивлением нагрузки $r_н$

$$\Delta U_н = (r_{к2} \parallel r_н)\,\beta_2\,\Delta I_{б2} = \frac{\beta_1 \beta_2 r_{к1} r_{к2} r_н}{(r_{к2} + r_н)(r_{к1} + r_{вх2})}\,\Delta I_{б1}. \qquad (10.22)$$

Коэффициент усиления напряжения двухкаскадного усилителя

$$K_u = \frac{\Delta U_н}{\Delta U_с} = \frac{\beta_1 \beta_2 r_{к1} r_{к2} r_н}{(r_г + r_{вх1})(r_{к1} + r_{вх2})(r_{к2} + r_н)}. \qquad (10.23)$$

При одинаковом усиливаемом сигнале изменение напряжения на выходе двухкаскадного усилителя (10.23) и изменение напряжения на выходе однокаскадного усилителя (10.16) имеют разные знаки.

В общем случае усилителя с N каскадами коэффициент усиления напряжения

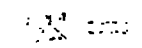
$$K_u = (-1)^N \frac{\beta_1 r_{к1}}{r_г + r_{вх1}} \frac{r_н}{r_{кN} + r_н} \times \prod_{n=2}^{N} \frac{\beta_n r_{к\,n}}{r_{к\,(n-1)} + r_{вх\,n}}. \qquad (10.24)$$

Так как входное сопротивление $r_{вх}$ (10.14) каждого каскада транзисторного усилителя невелико, а именно оно является сопротивлением нагрузки $r_н$ для предыдущего каскада, то коэффициент усиления каждого отдельного каскада (10.16) и всего многокаскадного усилителя часто оказывается недостаточно большим. Для увеличения коэффициента усиления необходимо выход и вход двух соседних каскадов согласовать при помощи эмиттерного повторителя.

---

[1] Здесь и в дальнейшем в схемах замещения электронных схем по переменной составляющей разделительные конденсаторы не будут показываться.

10.11. ЭМИТТЕРНЫЙ ПОВТОРИТЕЛЬ



Эмиттерным повторителем (рис. 10.22, *а*) называется усилитель с сильной последовательной отрицательной обратной связью по постоянной составляющей тока и переменной составляющей напряжения. Последовательная отрицательная обратная связь по постоянному току обеспечивается резистором $r_{э,о,с}$, включенным последовательно в эмиттерную цепь транзистора, и служит для выбора и стабилизации статического режима повторителя при отсутствии входного сигнала, т. е. при

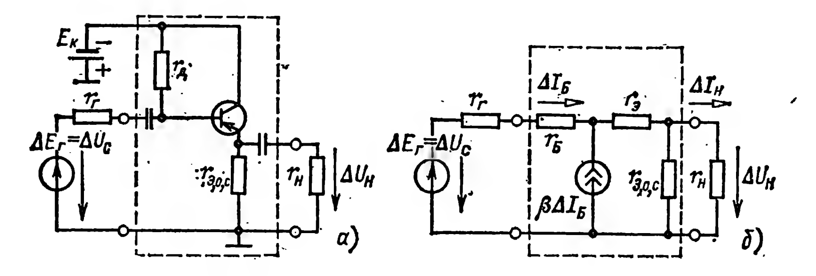


Рис. 10.22.

$\Delta U_с = 0$ (см. § 10.9). Последовательная отрицательная связь по переменному напряжению обеспечивается параллельным соединением резисторов $r_{э,о,с}$ и $r_н$. На рис. 10.22, *б* показана эквивалентная схема замещения эмиттерного повторителя по переменной составляющей, из которой следует, что изменение напряжения на выходе повторителя $\Delta U_н$ при входном сигнале $\Delta U_с \neq 0$ равно:

$$\Delta U_н = (r_{э,\,о,\,с} \,\|\, r_н)(1+\beta)\,\Delta I_б \tag{10.25}$$

и для внешнего контура по второму закону Кирхгофа

$$\Delta U_с = \Delta U_н + [r_г + r_б + r_э(1+\beta)]\,\Delta I_б. \tag{10.26}$$

С учетом (10.25) и (10.26) коэффициент усиления напряжения эмиттерного повторителя

$$K_u = \frac{\Delta U_н}{\Delta U_с} = \frac{(1+\beta)(r_{э,\,о,\,с} \,\|\, r_н)}{(1+\beta)(r_{э,\,о,\,с} \,\|\, r_н) + r_г + r_б + r_э(1+\beta)}. \tag{10.27}$$

Если внутреннее сопротивление источника сигнала $r_г$ мало, а также малы сопротивления базы $r_б$ и эмиттера $r_э$, то коэффициент усиления напряжения эмиттерного повторителя близок к единице. Типовое значение коэффициента усиления напряжения эмиттерного повторителя при внутреннем сопротивлении источника сигнала 100—200 Ом равно 0,98—0,99.

Входное сопротивление эмиттерного повторителя (рис. 10.22, *б*)

$$r_{вх} = r_б + (1+\beta)(r_э + r_{э,\,о,\,с} \,\|\, r_н) \approx (1+\beta)(r_{э,\,о,\,с} \,\|\, r_н). \tag{10.28}$$

При типовых значениях сопротивлений резисторов $r_{э,о,с} = 5 \div 10$ кОм и $r_н = 200 \div 400$ Ом и дифференциального коэффициента передачи тока базы $\beta = 50 \div 100$ входное сопротивление эмиттерного повторителя $r_{вх} = 20 \div 40$ кОм, что существенно больше входного сопротивления усилителя с ОЭ (10.14).

Выходное сопротивление эмиттерного повторителя (рис. 10.22, *б*) определяется со стороны выходных выводов при отключенном сопротивлении нагрузки:

$$r_{вых} = r_{э,\,о,\,с} \,\Big\|\, \left(r_э + \frac{r_г + r_б}{1+\beta}\right) \approx r_э. \tag{10.29}$$

В выражении (10.29) учтено, что переменная составляющая тока коллектора $\beta\,\Delta I_б$ пропорциональна переменной составляющей тока базы $\Delta I_б$, а переменная составляющая тока эмиттера равна $(1+\beta)\,\Delta I_б$.

Типовое значение выходного сопротивления эмиттерного повторителя $r_{вых} = 20 \div 30$ Ом, что значительно меньше выходного сопротивления усилителя с ОЭ (10.15).

Большое входное и малое выходное сопротивления эмиттерного повторителя определяют его применение в качестве промежуточного звена между двумя соседними каскадами многокаскадного усилителя для увеличения коэффициентов усиления каждого отдельного каскада и всего многокаскадного усилителя.

10.12. УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ

Усилитель мощности обычно является последним каскадом в цепи усиления сигнала. К его выходу подключается приемник большой мощности. Различают два класса усилителей мощности: А и В.

На рис. 10.23, *а* приведена схема *усилителя мощности класса А*. Для получения большой мощности необходимо максимально уменьшить сопротивление коллекторной цепи усилителя по постоянному току и подключить к ней приемник с сопро-

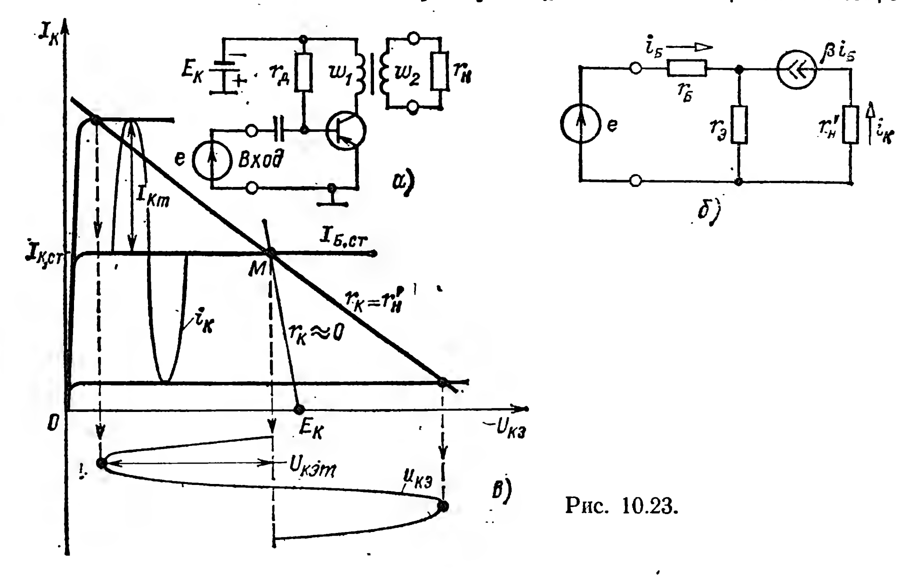


Рис. 10.23.

тивлением нагрузки $r_н$ через трансформатор. Чтобы показать это, рассмотрим сначала статический режим усилителя, применив, как и прежде (рис. 10.19, *б*), метод нагрузочной характеристики. Так как коллекторное сопротивление усилителя в статическом режиме равно активному сопротивлению первичной обмотки трансформатора, то можно считать $r_к \approx 0$. Следовательно, нагрузочная характеристика практически параллельна оси ординат. Статический режим усилителя мощности характеризуется точкой *М* на коллекторных характеристиках транзистора (рис. 10.23, *в*).

При действии на входе усилителя мощности источника, например синусоидального сигнала, переменная составляющая тока в базовой цепи транзистора $i_б$ также будет синусоидальной. Синусоидальной будет и переменная составляющая тока в коллекторной цепи транзистора $i_к = \beta i_б$ (10.2). Однако для переменной составляющей тока коллекторное сопротивление равно приведенному сопротивлению нагрузки (8.8), т. е. $r_к = r'_н = r_н (w_1/w_2)^2$ (рис. 10.23, *б*). Поэтому нагрузочная характеристика коллекторной цепи по переменной составляющей отличается от аналогичной характеристики в статическом режиме ($r_к \approx 0$). Проведем через точку *М* нагрузочную характеристику по переменной составляющей и построим зависимость изменения от времени напряжения $u_{кэ}$ (рис. 10.23, *в*).

Определим мощности в сопротивлении нагрузки $P_н$ и источника сигнала $P_с$. Для этого обратимся к эквивалентной схеме замещения усилителя по переменной составляющей (рис. 10.23, *б*) и учтем (10.14):

$$P_н = \frac{r'_н}{2} I^2_{к\,m} = r'_н \beta^2 I^2_{б\,m}/2; \tag{10.30}$$

$$P_с = [r_б + (1+\beta) r_э] I^2_{б\,m}/2, \tag{10.31}$$

т. е. коэффициент усиления мощности

$$K_p = \frac{P_н}{P_с} = \frac{\beta^2 r'_н}{r_б + (1+\beta) r_э}. \tag{10.32}$$

Типовое значение коэффициента усиления мощности для каскада с ОЭ равно 100—200.

Общим недостатком усилителей мощности класса А является низкий КПД:

$$\eta = \frac{P_н}{P_{ист}} 100 = \frac{1}{2} \frac{I_{к\,m} U_{кэ\,m}}{E_к I_{к,\,ст}} 100 < 50\,\%, \tag{10.33}$$

где $P_{ист} = E_к I_{к.ст}$ и $P_н = U_{кэm} I_{кm}/2$ — мощность источника питания и мощность в сопротивлении нагрузки.

Усилители мощности класса В (рис. 10.24, *а*) отличаются от усилителей мощности класса А тем, что у них рабочая точка *М* выбирается так, чтобы переменная составляющая тока коллектора $i_к$ была ограничена половиной периода, как показано на рис. 10.24, *б*. В течение второго полупериода тока в цепи коллектора нет. Использование трансформатора для подключения приемника, как в усилителе мощности класса А по схеме рис. 10.23, *а*, не дает в данном случае больших преимуществ. Рабочая точка *М* расположена так, что при обоих способах подключения приемника напряжение источника питания $E_к$, а следовательно, и его мощность будут практически одинаковые. С учетом (10.3) мощность источника питания $P_{ист} = E_к I_{кm}/\pi$, а мощность в сопротивлении нагрузки по (10.6) $P_н = r_к I^2_{кm}/4 \approx E_к I_{кm}/4$. Следовательно, КПД усилителя мощности класса В

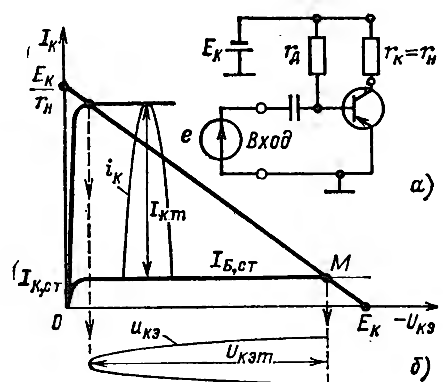


Рис. 10.24.

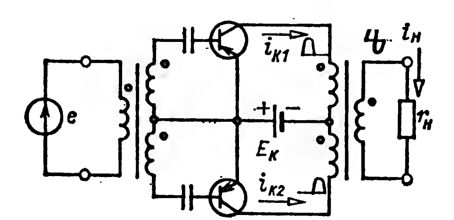


Рис. 10.25.

$$\eta = \frac{P_н}{P_{ист}} 100 \approx \frac{\pi}{4} 100 \approx 75\,\%. \tag{10.34}$$

Для усиления мощности синусоидального сигнала с высоким КПД применяют двухтактные усилители мощности класса В (рис. 10.25) с трансформаторными связями.

10.13. УСИЛИТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Усилители постоянного тока (УПТ) служат для усиления постоянных или медленно изменяющихся сигналов. На рис. 10.26 приведена схема трехкаскадного УПТ, у которого коллектор транзистора предыдущего каскада непосредственно соединен с базой транзистора последующего. Поэтому любые изменения напряжений на коллекторах транзисторов из-за нестабильности, например, параметров транзисторов, источника питания $E_к$ приводят к изменению напряжения на выходе даже при напряжении на входе усилителя, равном нулю. Это явление называется *дрейфом нуля*, устранение которого представляет сложную проблему. Частично она решается установкой в эмиттерных цепях транзисторов каждого каскада резисторов $R_э$ (см. § 10.9).

Для уменьшения влияния температурной нестабильности параметров транзисторов хорошие результаты дает использование в схемах усилителей специально подобранных элементов с температурно-зависимыми значениями параметров. Например, дифференциальный коэффициент передачи тока базы β имеет положительный температурный коэффициент. Вследствие этого при увеличении температуры токи

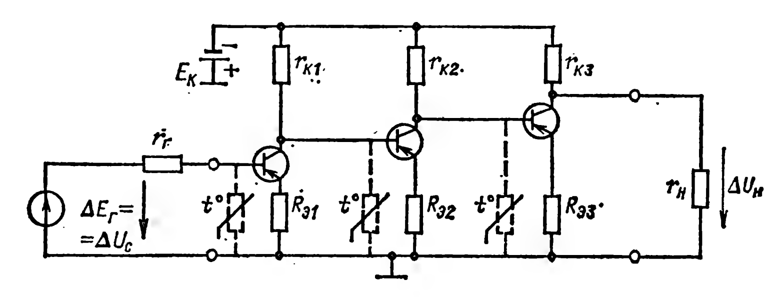


Рис. 10.26.

в коллекторных цепях каскадов возрастают. Включением во входные цепи каскадов терморезисторов с отрицательным температурным коэффициентом, показанных на рис. 10.26 пунктиром, можно компенсировать температурную нестабильность коэффициента β.

Если в схеме замещения транзистора (рис. 10.20, *б*) пренебречь сопротивлениями базы ($r_б = 0$) и эмиттера ($r_э = 0$), то между значениями потенциалов (относительно земли) выводов транзисторов в каскадах УПТ справедливы соотношения

$$|\varphi_{к1}| = |\varphi_{б2}| < |\varphi_{к2}| = |\varphi_{б3}| < |\varphi_{к3}|;$$

$$|\varphi_{б1}| = |\varphi_{э1}| < |\varphi_{к1}| = |\varphi_{б2}| = |\varphi_{э2}| < |\varphi_{к2}| = |\varphi_{б3}| = |\varphi_{э3}|. \qquad (10.35)$$

Для получения одинаковых режимов всех каскадов необходимы одинаковые одноименные токи всех транзисторов:

$$\frac{E_к - |\varphi_{к1}|}{r_{к1}} = \frac{E_к - |\varphi_{к2}|}{r_{к2}} = \frac{E_к - |\varphi_{к3}|}{r_{к3}},$$

т. е.

$$\varphi_{э1}/R_{э1} = \varphi_{э2}/R_{э2} = \varphi_{э3}/R_{э3};$$

с учетом (10.35) должны выполняться неравенства

$$r_{к1} > r_{к2} > r_{к3};$$

$$R_{э1} < R_{э2} < R_{э3}, \qquad (10.36)$$

которые в свою очередь означают уменьшение коэффициента усиления (10.16) от каскада к каскаду.

Чтобы уменьшить дрейф нуля, часто применяют *дифференциальные УПТ* (рис. 10.27), у которых одновременное изменение параметров обоих плеч усилителя мало сказывается на стабильности напряжения на выходе.

Определим коэффициент усиления напряжения дифференциального УПТ. Если плечи дифференциального УПТ идентичны, то при действии входного сигнала ΔU_c потенциалы баз транзисторов изменятся на $\Delta\varphi_{б1} = (\Delta U_c - r_г\,\Delta I_б)/2$ и $\Delta\varphi_{б2} = -(\Delta U_c - r_г\,\Delta I_б)/2$, где $\Delta I_б = \Delta I_{б1} = -\Delta I_{б2}$ — изменение тока базы.

Соответственно изменятся и токи в эмиттерных цепях: $\Delta I_{э1} = -\Delta I_{э2}$. Так как изменения этих токов противоположные, то изменения тока в резисторе $R_э$ не происходит и потенциалы эмиттеров транзисторов в обоих плечах усилителя остаются неизменными. Следовательно, коэффициент усиления напряжения каждого плеча определяется как в однокаскадном усилителе с ОЭ и с сопротивлением нагрузки $r_н/2$. Коэффициент усиления напряжения дифференциального УПТ определяется аналогично (10.16) и равен:

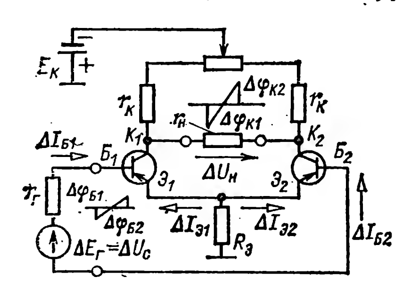


Рис. 10.27.

$$K_u = \frac{\Delta U_н}{\Delta U_c} = -\frac{2\beta\,[(r_н/2)\,\|\,r_к]}{2r_{вх} + r_г}, \quad (10.37)$$

где $r_{вх}$ — входное сопротивление однокаскадного усилителя с ОЭ (10.14). Незначительное сопротивление реостата, служащего для балансировки плеч усилителя, в формуле (10.37) не учтено.

Большой коэффициент усиления напряжения и малый дрейф нуля обусловили широкое применение дифференциальных УПТ в устройствах автоматики, измерительной и вычислительной техники и т. д. Увеличение числа элементов в дифференциальном УПТ не существенно при использовании малогабаритных элементов и интегральных микросхем.

10.14. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА

Полупроводниковые импульсные устройства объединяют обширную группу устройств, в которых транзистор служит бесконтактным ключом.

Рассмотрим работу биполярного транзистора с ОЭ (рис. 10.28, *а*) в режиме ключа. Если напряжение на входе ключа равно нулю ($U_{бэ} = 0$), то токи в цепях коллектора и базы численно одинаковые:

$$I_к = -I_б = I_{к0}, \quad (10.38)$$

где $I_{к0}$ — ток через *p-n* переход между базой и коллектором (см. рис. 10.8, *а*), равный для различных транзисторов 1—10 мкА и указываемый иногда как параметр. Этот режим работы транзистора соответствует разомкнутому положению ключа (закрытое состояние), при котором ток в цепи коллектора имеет минимальное значение: $I_{кmin} = I_{к0}$ и $(-U_{кэ}) \approx E_к$ (рис. 10.28, *б*, точка *M*). Очевидно, что при $U_{бэ} > 0$ транзистор также будет находиться в закрытом состоянии.

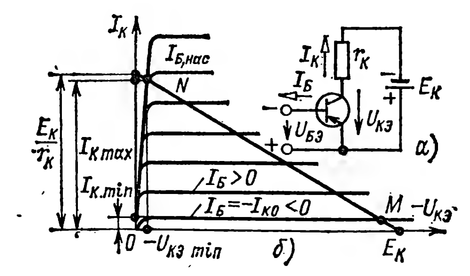


Рис. 10.28.

Если напряжение на входе транзисторного ключа плавно уменьшать от нулевого значения до $U_{бэ} < 0$, то ток базы сначала достигнет

нулевого значения, а затем станет положительным ($I_б > 0$). При положительном токе базы ток коллектора также будет увеличиваться, так как $I_к = \beta I_б$, т. е. транзисторный ключ начнет открываться.

Ток коллектора достигнет максимального значения $I_{кmax} \approx \approx E_к/r_к$ при токе базы $I_б = I_{б.нас}$, который называется током насыщения (рис. 10.28; точка N). При дальнейшем увеличении тока базы

$$I_б \geqslant I_{б,\,нас} = E_к/\beta r_к \qquad (10.39)$$

ток коллектора практически не изменяется.

Этот режим работы транзистора соответствует замкнутому положению ключа (открытое состояние), при котором напряжение $-U_{кэ} \approx -U_{кэ\,min} \approx 0$.

Применение транзистора в качестве ключа вместо других типов ключей, например электромеханических, имеет ряд преимуществ: транзисторный ключ не содержит подвижных частей, подверженных износу, имеет большое быстродействие и малые размеры; для управления транзисторным ключом требуется источник энергии малой мощности.

Различают импульсные устройства с несколькими устойчивыми состояниями и устройства с несколькими временно устойчивыми состояниями. В импульсном устройстве первого типа для изменения устойчивого состояния необходимо однократное внешнее воздействие, изменяющее режим транзисторного ключа. В импульсном устройстве с временно устойчивыми состояниями периодически получается открытое и закрытое состояние ключа без внешнего воздействия или состояние ключа восстанавливается через некоторое время после однократного внешнего воздействия.

10.15. ТРИГГЕР. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА С УСТОЙЧИВЫМИ СОСТОЯНИЯМИ

Триггерами называются устройства, имеющие два устойчивых состояния. Иногда их называют также спусковыми устройствами.

На рис. 10.29, *а* приведена схема симметричного триггера, в которой транзисторы работают в режиме ключа. Два устойчивых состояния триггера соответствуют открытому состоянию одного транзистора, например T_1, и закрытому состоянию другого транзистора, т. е. T_2 и наоборот. Для анализа условий получения двух устойчивых состояний триггера обратимся к его схеме замещения (рис. 10.29, *б*) и предположим, что транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт. В схеме замещения триггера закрытый транзистор T_2 заменен источником тока $I_{к0}$ (10.38), а открытый транзистор T_1 заменен схемой замещения в виде узла, объединяющего коллекторную, базовую и эмиттерную ветви. Последнее допущение основано на том, что в режиме насыщения остаточное напряжение между коллектором и эмиттером мало, т. е. $U_{кэ} = U_{кэ\,min} \approx 0$ (рис. 10.28, *б*, точка N). Напряжением между базой и эмиттером $U_{бэ}$ можно пренебречь вследствие малости сопротивления базы в этом режиме.

Для того чтобы транзистор T_1 был надежно открыт, а транзистор T_2 надежно закрыт, необходимо выполнить два условия:

$$I_{б1} > I_{б,\,нас}; \qquad (10.40а)$$

$$U_{бэ2} > 0, \qquad (10.40б)$$

где $I_{б1}$ — ток базы транзистора T_1; $U_{бэ2}$ — напряжение между базой и эмиттером транзистора T_2.

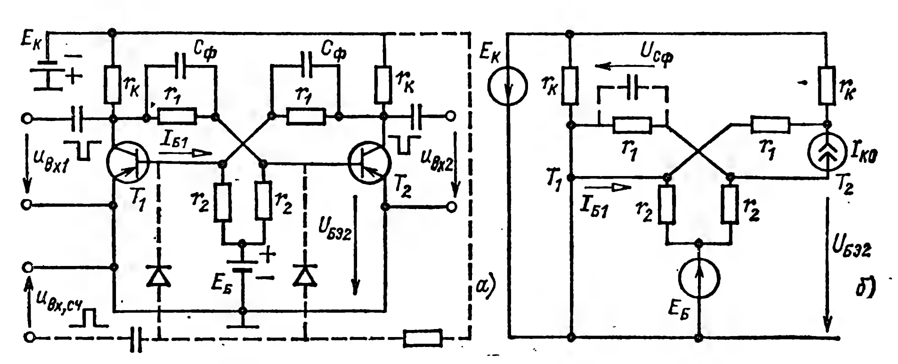


Рис. 10.29.

Из эквивалентной схемы замещения триггера (рис. 10.29, *б*) на основании принципа наложения следует:

$$I_{б1} = \frac{E_к - r_к I_{к0}}{r_1 + r_к} - \frac{E_б}{r_2}, \qquad (10.41а)$$

где $E_к/(r_1 + r_к)$, $E_б/r_2$ и $r_к I_{к0}/(r_1 + r_к)$ — составляющие тока $I_{б1}$ от действия источников ЭДС $E_к$, $E_б$ и источника тока $I_{к0}$;

$$U_{бэ2} = \frac{r_1 E_б}{r_1 + r_2} - (r_1 \| r_2)\, I_{к0}, \qquad (10.41б)$$

где $r_1 E_б/(r_1 + r_2)$ и $(r_1 \| r_2) I_{к0}$ — составляющие напряжения $U_{бэ2}$ от действия источника ЭДС $E_б$ и источника тока $I_{к0}$.

Из выражений (10.41) с учетом (10.40) и (10.39) следуют условия, которым должны удовлетворять значения сопротивлений r_1 и r_2 симметричного триггера:

$$r_1 < \frac{E_к - r_к I_{к0}}{E_к/\beta r_к + E_б/r_2} - r_к; \qquad (10.42а)$$

$$r_2 < E_б/I_{к0}. \qquad (10.42б)$$

В зависимости от того, как подаются сигналы управления (запускающие импульсы), различают триггеры с раздельным и общим (счетным) запуском.

При раздельном запуске каждый из двух сигналов управления подается на свой вход. В качестве входов могут служить различные пары выводов схемы. На рис. 10.29, *а* в качестве раздельных входов использованы выводы коллекторов двух транзисторов и общий для обоих транзисторов вывод эмиттеров, к которым через раздели-

тельные конденсаторы подключаются источники запускающих импульсов с напряжениями $u_{вх1}$ и $u_{вх2}$ отрицательной полярности. Чтобы ускорить переброс триггера под действием запускающих импульсов из одного устойчивого состояния в другое, резисторы r_1 обычно шунтируют форсирующими конденсаторами $C_ф$. Это объясняется тем, что напряжение на емкостном элементе не может изменяться скачком (5.2). Поэтому после насыщения транзистора T_1 запускающим импульсом $u_{вх1}$ в момент времени $t = 0$ из схемы замещения (рис. 10.29, *б*) следует:

$$u_{Cф}(0_-) = E_к = u_{Cф}(0_+) = u_{бэ2}(0_+).$$

Следовательно, напряжение между базой и эмиттером транзистора T_2 в этом случае будет больше, чем при отсутствии конденсатора (10.41б), что ускоряет его закрывание. Аналогично объясняется действие второго конденсатора для ускорения насыщения транзистора T_1.

При счетном запуске сигналы управления подаются на один вход триггера. Один из возможных вариантов счетного запуска триггера показан на рис. 10.29, *а* пунктиром. Если в исходном устойчивом состоянии триггера транзистор T_1 открыт, а транзистор T_2 закрыт, то при подаче на счетный вход импульса напряжения положительной полярности $u_{вх.\,сч}$ произойдет переключение триггера в новое устойчивое состояние, в котором транзистор T_1 будет закрыт, а транзистор T_2 открыт. Диоды служат для развязки базовых цепей транзисторов после окончания действия импульса $u_{вх.\,сч}$. Ветвь с резистором, показанная штрихом, служит для запирания диодов. Следующий запускающий импульс напряжения переключит триггер в исходное устойчивое состояние и т. д.

Триггеры применяются в различных электронных устройствах, например в качестве запоминающих элементов (элементов памяти) в ЭВМ. В этом случае два устойчивых состояния триггера отождествляются с двумя возможными значениями одного разряда двоичного числа.

10.16. ИМПУЛЬСНЫЕ УСТРОЙСТВА С ВРЕМЕННО УСТОЙЧИВЫМИ СОСТОЯНИЯМИ

Импульсные устройства с временно устойчивыми состояниями являются источниками импульсов, параметры которых и частота следования могут регулироваться в широких пределах.

Мультивибратор. Схема транзисторного мультивибратора приведена на рис. 10.30, *а*. В этой схеме режим работы двух транзисторных ключей периодически повторяется так, что в течение каждого периода T один (другой) транзистор находится часть периода Δt_1 в открытом (закрытом) состоянии, а остальную часть периода Δt_2 в закрытом (открытом) состоянии. Переключение транзисторных ключей происходит практически мгновенно, а в течение интервалов времени Δt_1 и Δt_2 в цепи мультивибратора, содержащей конденсаторы и резисторы, имеет место переходный процесс.

Чтобы получить такой режим работы, необходимо выполнить следующие условия.

При отсутствии тока в конденсаторе C_1 резистор r_1 должен обеспечивать насыщенное состояние транзистора T_2, так же как при отсутствии тока в конденсаторе C_2 резистор r_2 должен обеспечивать

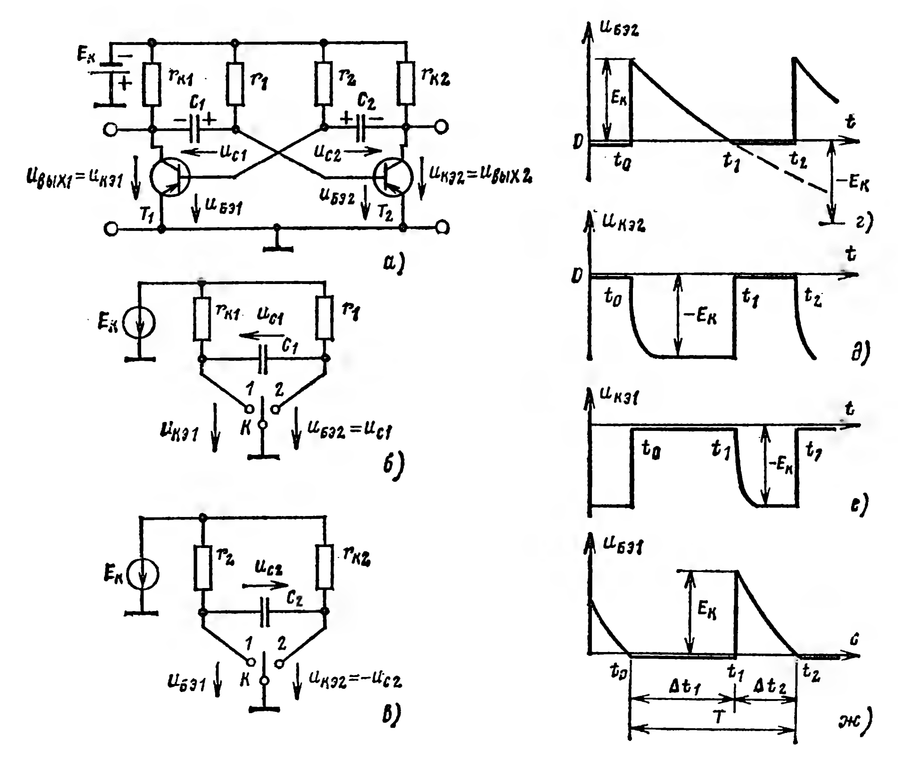


Рис. 10.30.

насыщенное состояние транзистора T_1. Следовательно, $I_{б1} = E_к/r_2 > > I_{бнас}$ и $I_{б2} = E_к/r_1 > I_{бнас}$, т. е. по (10.39) сопротивления этих резисторов должны удовлетворять условиям

$$r_1 \leqslant \beta r_{к2}; \qquad (10.43а)$$

$$r_2 \leqslant \beta r_{к1}. \qquad (10.43б)$$

Для анализа работы мультивибратора примем, что он находится в исходном состоянии, в котором транзистор T_1 закрыт, а транзистор T_2 открыт, т. е. $u_{кэ2} \approx u_{бэ2} \approx 0$ и $u_{бэ1} \approx u_{C2} \approx 0$.

Такое состояние не может быть устойчивым, так как по условию (10.43б) транзистор T_1 тоже должен быть открыт. Неустойчивому состоянию цепи соответствует переходный процесс, в результате которого напряжение $u_{бэ1}$ уменьшается. При $u_{бэ1} \approx u_{C2} \approx 0$ транзистор T_1 начнет открываться (см. § 10.14). Увеличение коллектор-

ного тока транзистора T_1 вызовет лавинообразный процесс переключения транзисторов. В результате этого процесса, называемого релаксацией, транзистор T_1 окажется открытым, а транзистор T_2 — закрытым.

Рассмотрим процессы в цепи мультивибратора в течение одного периода, начиная с момента переключения транзисторов $t = t_0$. Для упрощения анализа заменим транзисторы идеальными ключами и примем, что к моменту времени $t = t_0$ конденсатор C_1 заряжен до напряжения источника питания, а напряжение конденсатора C_2 равно нулю, т. е. $u_{C1}(t_{0-}) = E_к$ и $u_{C2}(t_{0-}) = 0$. Переходному процессу в цепи мультивибратора при $t \geqslant t_{0+}$ соответствуют переходные процессы в схемах замещения на рис. 10.30, *б* и *в*, в которых ключ K переключается из положения *2* в положение *1* в момент времени $t = t_0$. Емкостный элемент C_1 в цепи рис. 10.30, *б* начинает перезаряжаться от начального значения напряжения $u_{C1}(t_{0-}) = E_к$ до значения $-E_к$, т. е.

$$u_{C1} = u_{бэ2} = -E_к + 2E_к e^{-\frac{t-t_0}{r_1C_1}}. \qquad (10.44)$$

Это напряжение равно напряжению между базой и эмиттером транзистора T_2 и обеспечивает его закрытое состояние в интервале времени $\Delta t_1 = t_1 - t_0$, в течение которого $u_{бэ2} = u_{C1} \geqslant 0$ (рис. 10.30, *г*).

При $u_{бэ2} \approx 0$ транзистор T_2 начинает открываться и дальнейшее развитие переходного процесса изменяется. Поэтому, приняв напряжение u_{C1} в (10.44) равным нулю, определим длительность интервала времени Δt_1, в течение которого транзистор T_1 открыт и транзистор T_2 закрыт:

$$\Delta t_1 = r_1C_1 \ln 2 \approx 0{,}7 r_1C_1. \qquad (10.45)$$

Емкостный элемент C_2 в цепи рис. 10.30, *в* заряжается от начального значения $u_{C2}(t_{0-}) = 0$ до значения $E_к$, т. е.

$$u_{C2} = -u_{кэ2} = E_к\left(1 - e^{-\frac{t-t_0}{r_{к2}C_2}}\right).$$

При $\Delta t_1 > 3r_{к2}C_2$ емкостный элемент C_2 зарядится практически до значения $E_к$ (рис. 10.30, *д*).

В течение всего интервала времени Δt_1 транзистор T_1 открыт и напряжения $u_{кэ1} = u_{бэ1} = 0$ (рис. 10.30, *е* и *ж*).

В момент времени $t = t_1$ возникнет новый процесс релаксации, в результате которого транзистор T_1 окажется закрытым, а транзистор T_2 — открытым. На схемах замещения цепи мультивибратора (рис. 10.30, *б* и *в*) это соответствует переключению ключей K из положения *1* в положение *2*. Проведя аналогичные рассуждения, можно определить длительность интервала времени, в течение которого мультивибратор будет находиться в этом состоянии:

$$\Delta t_2 = r_2C_2 \ln 2 \approx 0{,}7 r_2C_2. \qquad (10.46)$$

Период работы мультивибратора

$$T = \Delta t_1 + \Delta t_2 \approx 0{,}7(r_1C_1 + r_2C_2). \qquad (10.47)$$

Отношение длительностей импульсов на выходах мультивибратора к периоду называется скважностью:

$$Q_{с1} = \Delta t_1/T, \quad Q_{с2} = \Delta t_2/T.$$

Мультивибратор применяется в качестве генератора импульсов прямоугольной формы с регулируемой длительностью и частотой повторения, в частности в качестве задающего генератора для запуска в работу других импульсных устройств, например триггера. Если к выходу мультивибратора подключить счетный вход триггера, то на выходе последнего частота импульсов будет в 2 раза меньше частоты импульсов мультивибратора. Такое устройство выполняет функцию делителя частоты.

Одновибратор. Одновибратором называется устройство с одним устойчивым и одним временно устойчивым состояниями (рис. 10.31). Одновибратор находится в устойчивом состоянии (транзистор T_1

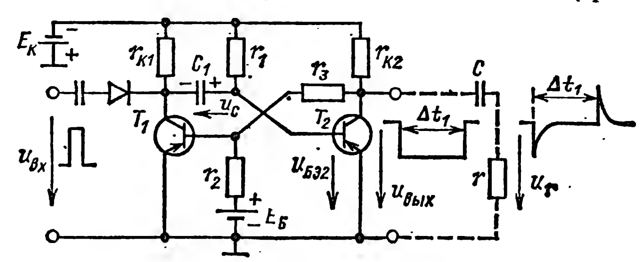


Рис. 10.31.

закрыт, транзистор T_2 открыт), если выполняются условия (10.43а) и $E_б r_3/(r_2 + r_3) > 0$.

Рассматривая транзисторы как идеальные ключи, получим схему замещения одновибратора рис. 10.30, *б*, в которой ключ находится в положении *2*. Из схемы замещения следует, что напряжение на емкостном элементе C_1 в устойчивом состоянии одновибратора равно напряжению источника питания $E_к$.

Устойчивое состояние одновибратора сохраняется до тех пор, пока на его вход не поступит импульс напряжения положительной полярности $u_{вх}$. Под действием импульса напряжения $u_{вх}$ происходит релаксационное переключение транзисторов в момент времени $t = t_0$ (транзистор T_1 открыт, транзистор T_2 закрыт). На схеме замещения (рис. 10.30, *б*) это соответствует переключению ключа *К* из положения *2* в положение *1*. Конденсатор C_1 начинает перезаряжаться от значения напряжения $E_к$ до значения напряжения $-E_к$ (10.44), поддерживая новое состояние одновибратора до тех пор, пока $u_{C1} = u_{бэ2} \geqslant 0$, т. е. течение интервала времени $\Delta t_1 \approx 0{,}7 r_1 C_1$ (10.45).

Если к выходу одновибратора подключить дифференцирующую цепочку, например *rC*-цепочку с постоянной времени $\tau_{rC} \ll \Delta t_1$, как показано на рис. 10.31 штриховой линией, то его можно использовать как регулируемую линию задержки. В результате переход-

ного процесса в дифференцирующей цепочке, аналогичного изображенному на рис. 5.4, *б*, положительный импульс на выходе цепочки будет задержан относительно положительного запускающего импульса на время, равное длительности импульса одновибратора.

Блокинг-генератор. Блокинг-генератор является генератором коротких импульсов длительностью до 10^{-2} мкс, повторяющихся с большой скважностью $Q_с > 10$. Блокинг-генератор может работать в автоколебательном и ждущем режимах.

Режим автоколебаний (рис. 10.32, *а*, ключ K_2 в положении *1*). При подключении в момент времени $t = 0$ с помощью ключа K_1 источника питания $E_к$ к коллекторной и базовой цепям транзистора последний насыщается. Возрастающий коллекторный ток $i_к$ индуктирует во вторичной обмотке трансформатора w_2 ЭДС, которая ускоряет насыщение транзистора. Сильная положительная обратная связь

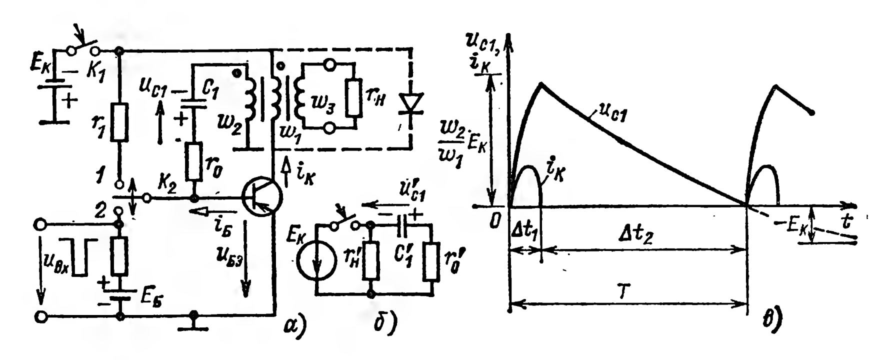


Рис. 10.32.

приводит к лавинообразному и глубокому насыщению транзистора, происходящему практически мгновенно, — процессу релаксации. Вслед за насыщением транзистора ($u_{кэ} \approx u_{бэ} \approx 0$) происходит зарядка конденсатора C_1 в цепи положительной обратной связи. Считая трансформатор идеальным, можно для определения изменения напряжения на конденсаторе C_1 пользоваться эквивалентной схемой замещения (рис. 10.32, *б*), из которой следует:

$$u_{C1} = \frac{w_2}{w_1} u'_{C1} = \frac{w_2}{w_1} E_к \left(1 - e^{-t/r'_0 C'_1}\right), \qquad (10.48)$$

где

$$r'_0 = r_0 \left(\frac{w_1}{w_2}\right)^2, \quad C'_1 = C_1 \left(\frac{w_2}{w_1}\right)^2.$$

Зарядка конденсатора C_1 до напряжения, близкого к $(w_2/w_1)E_к$, происходит за малый интервал времени $\Delta t_1 \approx 3r_0 C_1$, которому соответствует (рис. 10.32, *в*) длительность импульсов коллекторного тока $i_к$ (и напряжения на приемнике с сопротивлением нагрузки $r_н$).

После окончания зарядки конденсатора C_1 начинается процесс его перезарядки от напряжения, близкого к $(w_2/w_1)E_к$, до напряжения $-E_к$, в результате которого транзистор закрывается.

Пренебрегая током базы $i_б$ закрытого транзистора и полагая, что сопротивление резистора $r_0 \approx 0$, по аналогии с (10.44) найдем напряжение на конденсаторе C_1:

$$u_{C1} = u_{бэ} = -E_к + E_к\left(1 + \frac{w_2}{w_1}\right)e^{-\frac{t-\Delta t_1}{r_1 C_1}}. \qquad (10.49)$$

Пренебрегая малым значением Δt_1, длительность интервала Δt_2 закрытого состояния транзистора блокинг-генератора определим из (10.49) при соблюдении условия $u_{бэ} \geqslant 0$:

$$\Delta t_2 = r_1 C_1 \ln(1 + w_2/w_1). \qquad (10.50)$$

Переключение транзистора из открытого состояния в закрытое сопровождается быстрым уменьшением потокосцепления с обмотками трансформатора. Это приводит к значительным напряжениям на обмотках трансформатора, полярность которых противоположна полярности напряжений на обмотках при включении транзистора.

Чтобы уменьшить значительные напряжения на обмотках трансформатора при запирании транзистора, одну из них обычно шунтируют диодом, показанным на схеме блокинг-генератора пунктиром.

Ждущий режим (рис. 10.32, *а* ключ K_2 в положении *2*). В ждущем режиме блокинг-генератор находится в устойчивом состоянии при замкнутом ключе K_1 (транзистор закрыт, так как $u_{бэ} \approx E_б > 0$) до тех пор, пока на его вход не поступит импульс напряжения отрицательной полярности $u_{вх}$. Под действием импульса напряжения $u_{вх}$ возникает релаксационный процесс, в результате которого транзистор открывается. Как и в случае режима автоколебаний, транзистор находится в открытом состоянии в течение интервала времени $\Delta t_1 \approx 3r_0C_1$, после чего транзистор снова закрывается и блокинг-генератор возвращается в исходное устойчивое состояние.

У блокинг-генераторов можно получить большую скважность и меньшую длительность импульсов, чем у мультивибраторов и одновибраторов, и осуществить трансформаторную связь с приемником, что в ряде случаев весьма желательно.

10.17. ЛОГИЧЕСКИЕ УСТРОЙСТВА

Для своевременного подключения и отключения необходимого оборудования с целью поддержания режимов технологических процессов и решения других задач необходимо принимать те или иные решения в зависимости от конкретных условий.

Если наличие или отсутствие каждого условия отождествить с напряжением электрического сигнала различного уровня, то принятие решения можно осуществить при помощи логических устройств, собранных из логических элементов. Можно доказать, что для основных логических преобразований достаточно иметь три элементарных логических элемента, выполняющих операции: логическое отрицание (логическое НЕ), логическое сложение (логическое ИЛИ) и логическое умножение (логическое И).

Логический элемент НЕ (рис. 10.33, *а*). В схеме транзисторного логического элемента НЕ транзистор работает как ключ. При отсутствии входного сигнала ($U_{вх} = 0$) транзистор закрыт и напряжение на выходе $U_{вых} \approx -E_к$, т. е. $U_{вых} < 0$. Если на вход элемента подано достаточно большое отрицательное напряжение $U_{вх} < 0$, то транзистор откроется и изменится напряжение на выходе: $U_{вых} \approx 0$. Условно принято «низкий» и «высокий» уровень входного и выходного напряжений отождествлять с логическими единицей («1») и нулем («0»).

Логический элемент ИЛИ (рис. 10.34, *а*). Полярность включения диодов в логическом элементе такова, что при отрицательном напряжении на любом из входов схемы («1») на ее выходе напряжение тоже отрицательное («1»).

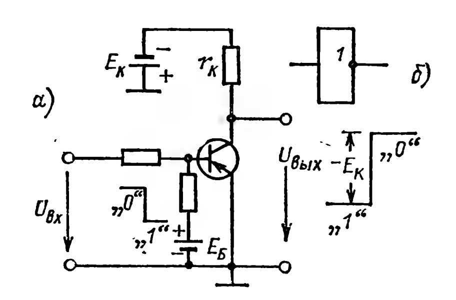


Рис. 10.33.

Логический элемент И (рис. 10.35, *а*). Напряжение на выходе соответствует единице только в том случае, если на все входы логического элемента поданы сигналы, соответствующие единице, и все диоды заперты. Если хотя бы на один вход подан сигнал, соответствующий нулю ($U_{вх} \approx 0$), то диод в цепи этого сигнала открыт и уровень напряжения на выходе логического элемента соответствует нулю ($U_{вых} \approx 0$).

Условные обозначения логического элемента НЕ (инвертора), элемента ИЛИ (дизъюнктора) и элемента И (конъюнктора) на принципиальных схемах логических устройств приведены на рис. 10.33, *б*, 10.34, *б* и 10.35, *б*.

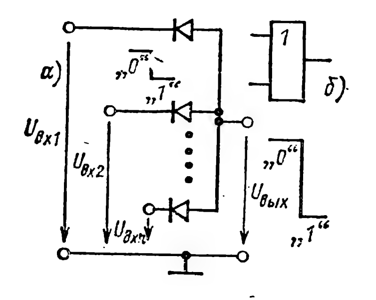


Рис. 10.34.

Недостатком диодных логических элементов И или ИЛИ является зависимость выходных сигналов от числа последовательно соединенных логических элементов. Чтобы исправить этот недостаток, применяют комбинированные логические элементы: диодно-транзисторные логические элементы (ДТЛ) или транзисторно-транзисторные логические элементы (ТТЛ).

В *диодно-транзисторных логических элементах* используется сочетание диодных логических элементов ИЛИ (рис. 10.34, *а*) и И (рис. 10.35, *а*) с транзисторным логическим элементом НЕ (рис. 10.33, *а*), который служит для восстановления номинального уровня выходного напряжения. Например, схема диодно-транзисторного логического элемента ИЛИ—НЕ получается при подключении выхода диодного логического элемента ИЛИ (рис. 10.34, *а*) к входу транзисторного логического элемента НЕ (рис. 10.33, *а*).

Аналогично комбинируя логические элементы *И* (рис. 10.35, *а*) и НЕ (рис. 10.33, *а*), получим диодно-транзисторный логический элемент И—НЕ.

В транзисторно-транзисторных логических элементах не только логическая операция НЕ, но и логические операции ИЛИ и И вы-

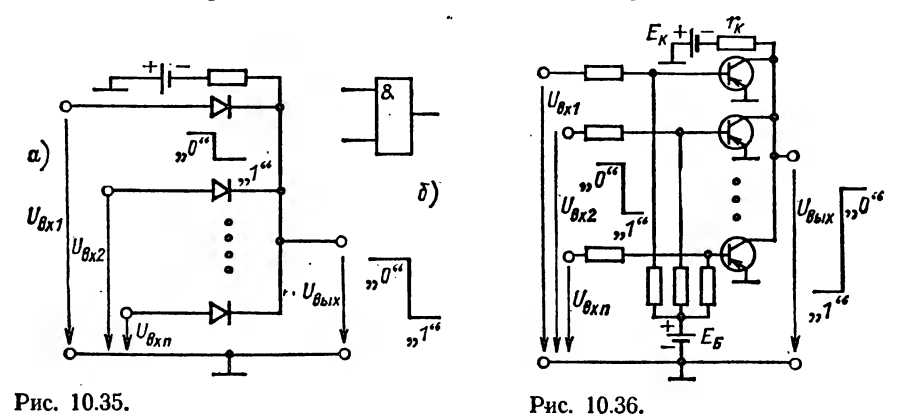


Рис. 10.35.

Рис. 10.36.

полняются при помощи транзисторов. Существуют различные модификации элементов ТТЛ. В качестве иллюстрации на рис. 10.36 показана схема ТТЛ элемента, выполняющего логическую операцию ИЛИ—НЕ.

ГЛАВА ОДИННАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

11.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ ОБ ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ ПРИБОРАХ

Различают электронные и газоразрядные электровакуумные приборы.

Электронными называют приборы, основанные на использовании движения электронов (электрического тока) практически в вакууме (10^{-5}—10^{-4} Па), причем их движение происходит без столкновений с молекулами газа (при указанных разрежениях 10^8—10^9 молекул в 1 см^3).

Газоразрядными называют приборы с электрическим разрядом в газе или парах металлов. Эти приборы и основные процессы в них будут рассмотрены в дальнейшем.

К электронным приборам относятся электронные лампы — диоды, триоды, пентоды и пр., электронно-лучевые приборы, электронные сверхвысокочастотные приборы (СВЧ) — клистроны, магнетроны и пр.

Для создания внутри прибора между электродами (в вакууме) потока электронов необходима *электронная эмиссия*. Так принято называть выход свободных электронов в вакуум или в газ из твердых или жидких тел.

Работой выхода называют ту наименьшую энергию, которую необходимо затратить для того, чтобы вывести в вакуум один электрон. Это — характерная для каждого материала величина, зависящая от его структуры, например для платины 5,32 эВ; вольфрама 4,60 эВ; ртути 4,52 эВ; меди 4,26 эВ; тория 3,35 эВ; цезия 1,81 эВ.

В зависимости от того, как получает материал эту энергию, различаются следующие виды электронной эмиссии: термоэлектронная, вторичная электронная, фотоэлектронная и автоэлектронная. В электронных лампах, электронно-лучевых приборах и большинстве других электровакуумных приборов используется явление термоэлектронной эмиссии — испускание электронов телом при нагревании.

11.2. ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ДИОДЫ

Диод по своему устройству — простейшая из электронных ламп. Его основные части (рис. 11.1): стеклянный (или металлический) баллон, откачанный до высокого вакуума, и два электрода — анод и катод, помещенные внутри баллона. *Катод* прямого накала у электронных ламп представляет собой металлическую нить (проволоку), форма которой зависит от конструкции данного прибора. Она закрепляется на токоподводящих держателях или натягивается одной или несколькими пружинами. Никелевый или молибденовый *анод* имеет цилиндрическую или коробчатую форму и охватывает катод.

Для нагрева катода прямого накала обычно требуется постоянный ток от источника низкого напряжения (2.30в). Использование для этой цели переменного тока промышленной частоты 50 Гц может вызвать изменение температуры нагрева катода,

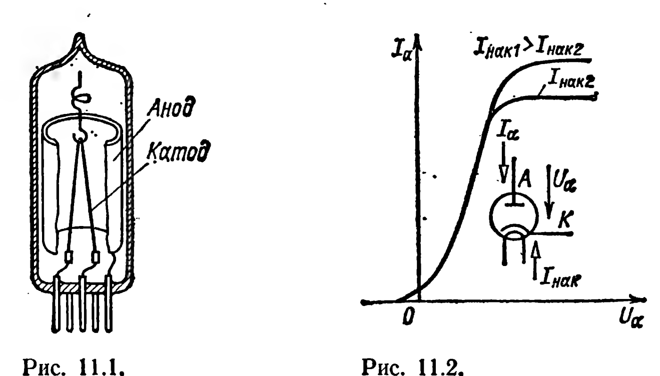


Рис. 11.1.   Рис. 11.2.

а следовательно, и тока в диоде с удвоенной частотой (см. рис. 2.30, *а*), что в некоторых случаях недопустимо. От этого недостатка свободны подогревные катоды, в которых нить подогревателя отделена от катода, имеющего вид металлического цилиндра, изолирующим теплостойким материалом.

Выводы электродов в виде штырьков впрессованы в пластмассовое или стеклянное основание цоколя лампы. Анод имеет один вывод, катод прямого накала — два, подогревный катод — три (рис. 11.2): один собственно катода и два подогревателя.

Испускаемые катодом электроны образуют около него отрицательный объемный заряд, который препятствует движению электронов от катода.

Чтобы направить эмиттированные катодом электроны к аноду, необходимо создать между катодом и анодом электрическое поле, направленное от анода к катоду. В простейшем случае для этой цели может служить аккумуляторная батарея напряжением 20—100 В. Отрицательный полюс батареи должен быть соединен с катодом, положительный полюс — с анодом. Под действием сил электрического поля эмиттируемые катодом электроны движутся к аноду, образуя ток в вакуумном промежутке.

На рис. 11.2 показаны вольт-амперные характеристики диода — зависимость анодного тока $I_а$ от напряжения $U_а$ между анодом и катодом при разных токах накала $I_{нак}$.

Основными параметрами электровакуумных диодов, так же как и полупроводниковых диодов (см. § 10.2), служат допустимые прямое напряжение $U_{пр}$ и прямой ток $I_{пр}$, обратное напряжение $U_{обр}$ и обратный ток $I_{обр}$.

Основным назначением электровакуумных диодов является выпрямление переменного тока. Для этой цели применяются различные схемы однополупериодного и двухполупериодного выпрямления, аналогичные уже рассмотренным в § 10.6.

Рис. 11.3.

В зависимости от назначения электровакуумные диоды делятся на две группы. *Кенотроны* — мощные электровакуумные диоды, предназначенные для работы в выпрямителях переменного тока источников питания. *Детекторные диоды* — электровакуумные приборы, предназначенные для работы в маломощных выпрямителях переменного тока высокой частоты, в том числе при детектировании радиосигналов.

Для двухполупериодных выпрямителей часто размещают в одном баллоне два диода, чтобы упростить конструкцию (рис. 11.3). Недостаток электровакуумных диодов, как и других электронных ламп, — большая мощность потерь в приборах. При соударении электронов с поверхностью анода почти вся их кинетическая энергия превращается в тепловую. В результате этого анод может нагреться до значительных температур.

11.3. ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ТРИОДЫ

Трехэлектродная лампа — *триод* отличается от диода тем, что между катодом и анодом помещен промежуточный электрод — *управляющая сетка* (рис. 11.4). Название объясняется тем, что в первых электровакуумных триодах и в настоящее время в мощных триодах этот электрод выполняется в виде металлической сетки. В современных лампах сетка выполняется в виде проволочной спирали. Посредством малого изменения напряжения между управляющей сеткой и катодом можно получить значительное изменение потока электронов между катодом и анодом, т. е. анодного тока. Усилительное действие управляющей сетки объясняется тем, что она расположена значительно ближе к катоду, чем анод, и частично экранирует катод от действия электрического поля анода.

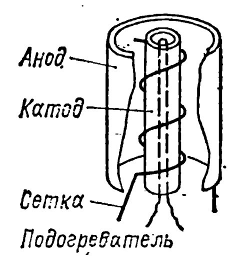
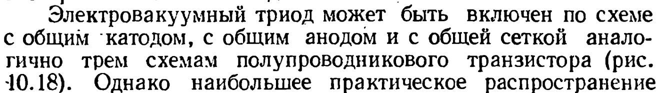


Рис. 11.4.



Электровакуумный триод может быть включен по схеме с общим катодом, с общим анодом и с общей сеткой аналогично трем схемам полупроводникового транзистора (рис. 10.18). Однако наибольшее практическое распространение имеет схема включения электровакуумного триода с общим катодом, которая далее и рассматривается.

Режим электровакуумного триода задается двумя не зависящими друг от друга напряжениями: анодным $U_а$ и сеточным $U_с$. Первое приложено между анодом и катодом, а второе — между управляющей сеткой и катодом.

Основными статическими характеристиками триода являются зависимости тока одного из электродов от одного из напряжений при неизменном втором напряжении. Таким образом, для электровакуумного триода можно построить четыре семейства статических характеристик:

1) *анодные характеристики* (рис. 11.5, *а*):

$$I_а(U_а)|_{U_с=\text{const}};$$

2) *анодно-сеточные характеристики* (рис. 11.5, *б*):

$$I_а(U_с)|_{U_а=\text{const}};$$

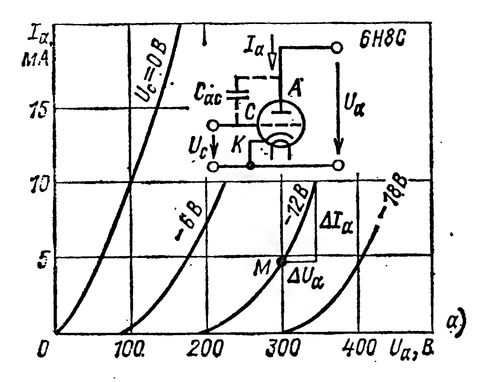
3) *сеточно-анодные характеристики*:

$$I_с(U_а)|_{U_с=\text{const}};$$

4) *сеточные характеристики:*

$$I_c(U_c)|_{U_a=\text{const}}.$$

В большинстве случаев электровакуумные триоды работают без сеточных токов ($I_c \approx 0$), поэтому характеристики сеточного тока анализировать не будем.



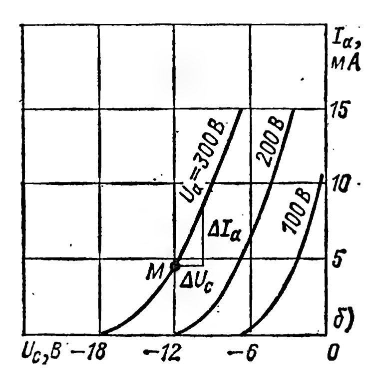


Рис. 11.5.

При малых изменениях трех взаимозависимых величин (режим малого сигнала) — анодного тока I_a и напряжений U_a и U_c — режим триода описывается системой уравнений:

$$\Delta I_a = \frac{\partial I_a}{\partial U_c}\Delta U_c + \frac{\partial I_a}{\partial U_a}\Delta U_a; \tag{11.1а}$$

$$\Delta U_a = \frac{\partial U_a}{\partial U_c}\Delta U_c + \frac{\partial U_a}{\partial I_a}\Delta I_a. \tag{11.1б}$$

Из (11.1) следует, что свойства электровакуумного триода определяют не только статические характеристики, но также ряд параметров:

1) *коэффициент усиления*

$$\mu = \partial U_a/\partial U_c|_{I_a=\text{const}}; \tag{11.2}$$

2) *внутреннее сопротивление*

$$r_i = \partial U_a/\partial I_a|_{U_c=\text{const}}; \tag{11.3}$$

3) *крутизна анодно-сеточной характеристики*

$$S = \partial I_a/\partial U_c|_{U_a=\text{const}}. \tag{11.4}$$

Из определений параметров электровакуумного триода следует, что

$$Sr_i = \mu. \tag{11.5}$$

Значения параметров электровакуумного триода можно приближенно определить графически из статических характеристик как отношение соответствующих приращений токов и напряжений в рабочей точке (рис. 11.5, точка *M*). Типовые значения параметров приемно-усилительного электровакуумного триода: $S = 2 \div 5$ мА/в, $\mu = 20 \div 100$.

Электровакуумным триодам присущи некоторые недостатки, ограничивающие возможности их применения для усиления сигналов, и прежде всего уменьшение усиления на частотах выше сотен килогерц, которое обусловлено емкостной связью между анодом и управляющей сеткой. Через емкость $C_{ac} = 1 \div 2$ пФ, показанную на рис. 11.5, *а* пунктиром, переменная составляющая анодного напряжения, т. е. напряжение на выходе триода, может воздействовать на вход триода, нарушая тем самым работу устройства.

Основным достоинством электровакуумного триода, так же как и других электровакуумных приборов, является более значительная стабильность параметров к внешним воздействиям (в первую очередь температуре), чем у функционально аналогичных полупроводниковых приборов.

11.4. ТЕТРОД И ПЕНТОД

От недостатков, присущих электровакуумному триоду на высоких частотах, свободны многоэлектродные электронные лампы — тетрод и пентод.

Тетрод — это четырехэлектродная электронная лампа, которая отличается от электровакуумного триода наличием *экранирующей сетки*, конструктивно расположенной между анодом и управляющей сеткой (рис. 11.6). Напряжение между экранирующей сеткой и катодом $U_э$ поддерживается неизменным и равным 15—100 % номинального значения анодного напряжения $U_а$.

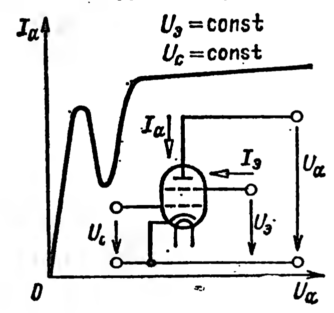


Рис. 11.6.

Экранирующая сетка в значительной степени ослабляет электрическое поле между управляющей сеткой и анодом, что эквивалентно уменьшению емкости между ними (C_{ac} = 0,01 ÷ ÷ 0,05 пФ). Вместе с тем существенно ослабляется воздействие электрического поля анода на электроны вблизи катода, а воздействие электрического поля управляющей сетки практически остается без изменения. Следовательно, чтобы поддержать в тетроде неизменным анодный ток $I_а$ при изменении анодного напряжения $\Delta U_а$, необходимо значительно меньшее изменение сеточного напряжения $\Delta U_с$. Поэтому коэффициент усиления μ (11.2) тетрода в десятки и сотни раз больше, чем электровакуумного триода. Так как по сравнению с электровакуумным триодом в тетроде для изменения анодного тока на $\Delta I_а$ необходимо значительно большее изменение анодного напряжения $\Delta U_а$, то внутреннее сопротивление r_i (11.3) тетрода также больше, чем у триода.

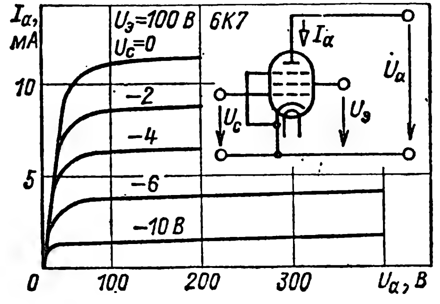


Рис. 11.7.

Параметры тетрода связаны тем же соотношением (11.5), что и триода.

Анодная характеристика тетрода $I_а(U_а)$ должна была бы быть аналогичной анодной характеристике триода, но из-за влияния экранирующей сетки более пологой, так как изменения анодного напряжения меньше влияют на анодный ток. В действительности такой вид анодной характеристики искажается влиянием вторичной эмиссии с анода — динатронным эффектом (рис. 11.6). При малых значениях анодного напряжения $U_а$ скорости электронов, ударяющихся в анод, недостаточны, чтобы вызвать вторичную эмиссию. Когда скорости электронов достигают определенного значения, то возникает вторичная эмиссия. Так как напряжение экранирующей сетки $U_э$ неизменно, то при $U_э > U_а$ вторичные электроны движутся от анода к этой сетке. Но движение вторичных электронов в сторону, обратную движению первичных электронов, создает ток, направленный навстречу анодному току. В результате анодный ток уменьшается с повышением анодного напряжения, пока $U_э > U_а$ (рис. 11.6). Уменьшение анодного тока с повышением анодного напряжения прекращается, когда это напряжение становится выше напряжения экранирующей сетки. Дальнейшее повышение анодного напряжения вызывает постепенное нарастание анодного тока. Динатронный эффект в тетроде ограничивает область его применения.

Чтобы сохранить достоинства тетрода и устранить его недостаток — провал анодной характеристики, достаточно дополнить устройство лампы пятым электродом — третьей (редкой) сеткой, поместив ее между экранирующей сеткой и анодом.

Такая пятиэлектронная лампа называется *пентодом*. Ее третья сетка, защищающая от неблагоприятных последствий — возникновения тока вторичной эмиссии, называется защитной или антидинатронной. В простейших схемах эта сетка соединяется непосредственно с катодом (рис. 11.7). Вследствие отрицательного по отношению к аноду потенциала защитной сетки электроны вторичной эмиссии отталкиваются обратно на анод и, таким образом, ток вторичной эмиссии не возникает. Анодные характеристики пентода показаны на рис. 11.7.

В зависимости от задач электронного устройства иногда применяют управление анодным током посредством третьей сетки вместо первой. В таких схемах достаточно небольшого отрицательного потенциала на третьей сетке (примерно — 20 В), чтобы запереть пентод.

11.5. УСИЛИТЕЛЬ НА ЭЛЕКТРОВАКУУМНОМ ТРИОДЕ

Типовая схема усилителя на электровакуумном триоде (рис. 11.8, *а*) во многом аналогична схеме усилителя на полупроводниковом транзисторе с ОЭ (см. рис. 10.19, *а*).

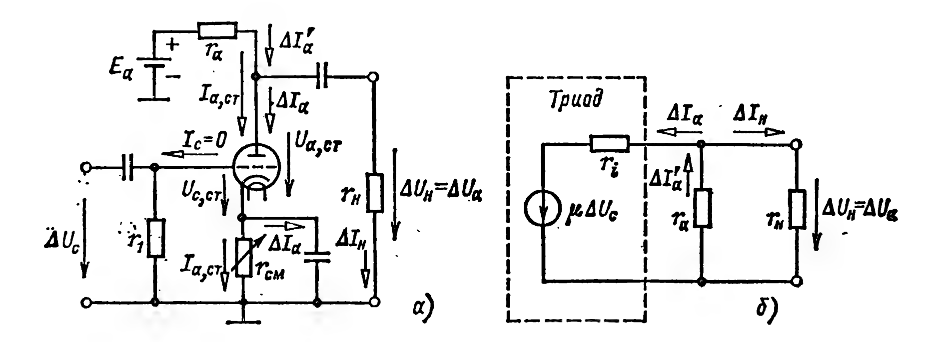


Рис. 11.8.

Если током в цепи управляющей сетки можно пренебречь ($I_c \approx 0$), то токи в цепях анода и катода равны друг другу. При отсутствии входного сигнала ($\Delta U_c = 0$) усилитель находится в статическом режиме (рис. 11.9, *а*) и ток в цепях анода и катода постоянный и равен $I_{a,ст}$. Резистор $r_{см}$ в цепи катода необходим для получения постоянного напряжения между управляющей сеткой и катодом $U_{c,ст} = -r_{см}I_{a,ст} < 0$, называемого *автоматическим смещением*. Изменяя постоянное напряжение между управляющей сеткой и катодом при помощи регулируемого резистора $r_{см}$, можно установить необходимый режим работы усилителя. Расчет режима методом нагрузочной характеристики показан на рис. 11.9, *б* (рабочая точка *М*).

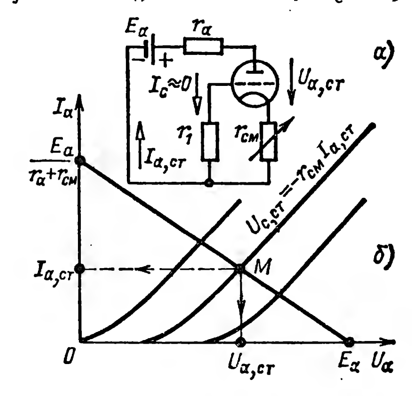


Рис. 11.9.

При изменении напряжения входного сигнала скачком на $\Delta U_c \neq 0$ (см. рис. 11.8, *а*) на это же значение изменится и напряжение между управляющей сеткой и катодом, что в свою очередь приведет к изменениям токов в анодной цепи на ΔI_a и в цепи нагрузки на $\Delta I_н$. Положительное направление тока $\Delta I_н$ принято к общему выводу триода по переменной составляющей, т. е. к катоду.

Считая параметры электровакуумного триода при малых изменениях токов и напряжений постоянными, найдем с учетом уравнений (11.1б), (11.2) и (11.3):

$$\Delta U_а = \mu\, \Delta U_с + r_i\, \Delta I_а. \tag{11.6}$$

Выражению (11.6) соответствует эквивалентная схема замещения усилителя по переменной составляющей (см. рис. 11.8, *б*), где эквивалентная схема замещения триода обведена пунктиром. Из этой эквивалентной схемы следует, что его *коэффициент усиления напряжения*

$$K_u = \frac{\Delta U_н}{\Delta U_с} = -\frac{\mu (r_а \| r_н)}{r_i + r_а \| r_н} \tag{11.7}$$

и *выходное сопротивление* (при отключенном сопротивлении нагрузки $r_н$)

$$r_{вых} = r_i \| r_а. \tag{11.8}$$

Знак минус в (11.7) означает, что изменения напряжений на входе и выходе усилителя находятся в противофазе.

Так как ток в цепи управляющей сетки усилителя $I_с \approx 0$, то *входное сопротивление* усилителя (рис. 11.8, *а*)

$$r_{вх} = r_1. \tag{11.9}$$

Большое входное сопротивление усилителей на электронных лампах (до 10 МОм) является их преимуществом перед усилителями на транзисторах с входным сопротивлением 1—3 кОм (10.14).

Типичной областью применения усилителей на электровакуумных триодах является усиление сигналов в диапазоне частот до 500 кГц.

11.6. УСИЛИТЕЛЬ НА ПЕНТОДЕ

Типовая схема усилителя на пентоде (рис. 11.10) отличается от типовой схемы усилителя на электровакуумном триоде (рис. 11.8, *а*) дополнительными цепями двух сеток, одна из которых (антидинатронная) соединена с катодом, а вторая (экранирующая)— с источником $E_а$ через делитель, состоящий из резистора $r_э$ и конденсатора $C_э$. Такое подключение обеспечивает неизменные потенциалы на этих сетках относительно катода, так как сопротивление конденсатора $C_э$ для переменных составляющих близко к нулю.

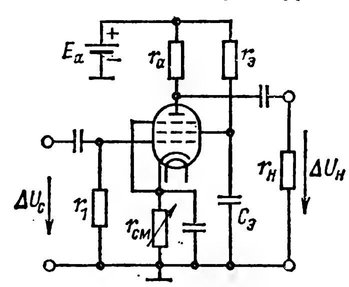


Рис. 11.10.

Анализ усилителя на пентоде по постоянной и переменной составляющим полностью совпадает с анализом по постоянной (рис. 11.9, *б*) и переменной (11.8, *б*) составляющим усилителя на электровакуумном триоде, если при расчетах пользоваться статическими анодными характеристиками пентода (рис. 11.7) и значениями его параметров μ, S, r_i.

Основной областью применения усилителей на пентодах является усиление сигналов в диапазоне частот до 10 МГц.

11.7. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О ГАЗОРАЗРЯДНЫХ ПРИБОРАХ

Разреженный газ, наполняющий предварительно откачанный до вакуума баллон прибора, при *ионизации* значительно уменьшает электрическое сопротивление промежутка между электродами в баллоне. Это явление используется в газоразрядных приборах.

Давление газа (или паров ртути) в баллоне прибора должно быть мало, в большинстве приборов порядка 10^{-1}—10^{3} Па. Это необходимо для того, чтобы средний свободный (т. е. без столкновений) пробег электронов в таком разреженном газе

был достаточно большим. При таком пробеге даже при невысоких напряженностях электрического поля электроны приобретают энергию, необходимую для неупругого взаимодействия с атомами или молекулами газа или пара. При таком взаимодействии в отличие от упругого происходят возбуждение и ионизация атомов газа или паров, т. е. создаются дополнительные свободные электроны и положительные ионы.

Скорость движения электронов во много раз больше скорости движения относительно тяжелых положительных ионов; поэтому и в газоразрядных приборах основными носителями тока остаются свободные электроны. Доля тока, образуемого движением положительных ионов, составляет обычно менее одной десятой тока через разрядный промежуток. Полезная роль положительных ионов заключается в том, что их заряды нейтрализуют объемный отрицательный заряд электронов. В разрядном промежутке образуется плазма — среда, для которой характерна высокая концентрация одинакового числа зарядов обоих знаков (примерно 10^9—10^{12} пар зарядов в 1 $см^3$). Проводимость газовой плазмы близка к проводимости металлов, благодаря чему в газоразрядном приборе ток может достигать больших значений при малом напряжении между электродами.

Вследствие ионного характера проводимости процесс возникновения тока через прибор инерционный, что существенно отличает газоразрядные приборы от электронных. После снятия анодного напряжения часть ионов и электронов в баллоне в течение времени деионизации рекомбинирует, т. е. соединяется в нейтральные атомы газа у стенок баллона. Задержка деионизации делает газоразрядные приборы непригодными для работы в цепях токов высокой частоты.

Электрический разряд в газах может быть несамостоятельным и самостоятельным. Для возникновения и поддержки *несамостоятельного разряда* необходим вспомогательный источник энергии, создающий носителей зарядов в газовой среде, — так называемый ионизатор. Им может служить термоэлектронная эмиссия нагреваемого катода, действие лучистой энергии и т. п. Для возникновения и поддержания *самостоятельного разряда* требуется только электрическое поле в газоразрядном промежутке.

В газоразрядных приборах используется разряд двух видов: *дуговой* и *тлеющий*.

11.8. ПРИБОРЫ ДУГОВОГО РАЗРЯДА. ТИРАТРОН

Выходная мощность газоразрядного прибора дугового разряда при равных габаритах в несколько раз больше, чем электронного. По этой причине широкое практическое применение находят управляемые приборы дугового разряда для непосредственного управления различного рода исполнительными механизмами при малых габаритах установки. Несамостоятельный дуговой разряд имеет место в газотроне и тиратроне, самостоятельный дуговой разряд — в игнитроне и ртутном вентиле. Последние используются в мощных выпрямительных устройствах.

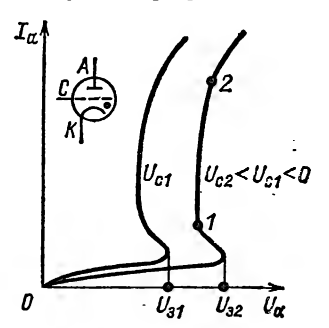


Рис. 11.11.

По устройству *тиратрон* является триодом, баллон которого заполнен сильно разреженным инертным газом или парами ртути. Условное обозначение тиратрона и его вольт-амперные характеристики показаны на рис. 11.11. В основном своем варианте тиратрон — прибор с подогревным катодом и несамостоятельным дуговым разрядом. Этот разряд возникает при определенном значении анодного напряжения — *напряжении зажигания* $U_з$. Напряжение зажигания тиратрона можно регулировать изменением напряжения между управляющей сеткой и катодом. Отрицательный потенциал управляющей сетки относительно катода повышает напряжение зажигания, а положительный — понижает. Пока тиратрон не зажегся, ток относительно мал, так как он создается теми электронами термоэлектронной эмиссии катода, которые преодолевают противодействие объемного заряда. Но характер процесса резко изменяется, когда происходит зажигание тиратрона, т. е. начинается ионизация газа. При этом анодный ток очень быстро (за 10^{-8} с) достигает значения, соответствующего дуговому разряду (рис. 11.11, участок 1—2), увеличиваясь во много

раз. Положительные ионы полностью компенсируют отрицательный объемный заряд, и большая часть разрядного пространства между анодом и катодом заполняется газовой плазмой.

Как только в приборе устанавливается дуговой разряд, напряжение управляющей сетки перестает влиять на значение анодного тока. Положительные ионы газа обволакивают управляющую сетку и компенсируют ее отрицательный заряд, вследствие чего электроны могут беспрепятственно проходить сквозь сетку.

Вольт-амперные характеристики тиратрона подобны вольт-амперным характеристикам тиристора (см. рис. 10.10, *в*). Это определяет и общность их применения в качестве управляемых бесконтактных ключей (см. рис. 10.17).

11.9. ПРИБОРЫ ТЛЕЮЩЕГО РАЗРЯДА. ГАЗОРАЗРЯДНЫЙ СТАБИЛИТРОН

Тлеющий разряд используется в газоразрядных приборах малой мощности. Несамостоятельный тлеющий разряд имеет место в газоразрядном стабилитроне, самостоятельный тлеющий разряд — в декатроне. Декатрон представляет собой многоэлектродный переключающий прибор для коммутации малых токов.

Газоразрядный стабилитрон — это двухэлектродный прибор, в котором возникает несамостоятельный тлеющий разряд в среде инертного газа при термоэлектронной эмиссии катода. На рис. 11.12 дано условное изображение газоразрядного стабилитрона.

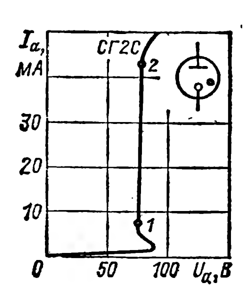


Рис. 11.12.

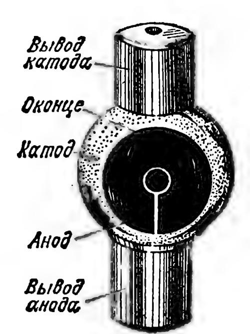


Рис. 11.13.

Для поддержания несамостоятельного разряда в широком диапазоне изменений значений токов площадь поверхности подогревного катода должна быть большой. Типовое значение внутреннего сопротивления газоразрядного стабилитрона на рабочем участке статической вольт-амперной характеристики (рис. 11.12, участок *1—2*) $r_i = dU_a/dI_a$ мало и равно 20—200 Ом. Поэтому газоразрядный стабилитрон применяется для стабилизации напряжения в электрических цепях подобно полупроводниковому стабилитрону (см. рис. 10.7, *б*).

11.10. ЭЛЕКТРОВАКУУМНЫЕ ФОТОЭЛЕКТРОННЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

В электровакуумных фотоэлектронных приборах используется явление фотоэлектронной эмиссии, которое заключается в том, что при облучении тела потоком лучистой энергии (поток света) оно может испускать во внешнюю среду электроны. В электровакуумных фотоэлектронных приборах (фотоэлементах и фотоэлектронных умножителях) для этой цели служит фотокатод.

Фотоэлементом называется прибор, электрические свойства которого изменяются под действием падающего на фотокатод излучения. Электроды фотоэлемента — анод и катод — помещены в стеклянный баллон. В зависимости от степени разряжения газа в баллоне различают электронные (давление 10^{-5}—10^{-4} Па) и газоразряд-

ные (давление 10^{-1}—10^{-3} Па) электровакуумные фотоэлементы. Фотокатодом служит слой щелочноземельного металла, нанесенный на серебряную подложку (слой серебра). Последняя осаждена непосредственно на внутренней стороне стекла баллона и соединена с соответствующим выводом. Покрытая серебром большая часть баллона образует с внешней стороны характерную зеркальную поверхность. В последней оставлено оконце для светового потока, направленного внутрь баллона на активную поверхность фотокатода. Анод выполняется часто в виде проволочного кольца, помещенного перед катодом (рис. 11.13). Чтобы получать ток в фотоэлементе. нужно воздействовать на освобождаемые светом электроны электрическим полем, т. е. необходим источник постоянного анодного напряжения.

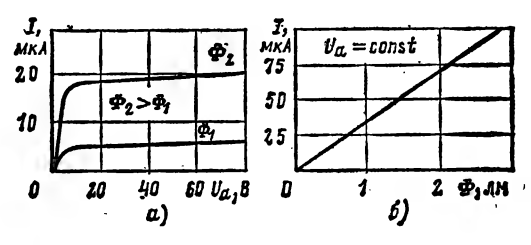


Рис. 11.14.

Вольт-амперная характеристика I (U_a) *электронного фотоэлемента* (рис. 11.14, *а*) напоминает вольт-амперную характеристику электровакуумного диода (рис. 11.2). Сначала, при малых значениях анодного напряжения, ток I растет вместе с увеличением анодного напряжения. Когда же (при данной освещенности фотокатода) все электроны эмиссии достигают анода (ток насыщения), при дальнейшем повышении анодного напряжения ток фотоэлемента практически не изменяется. Ток насыщения зависит лишь от фотоэлектронной эмиссии, а следовательно, только от освещенности фотокатода. Это — ценное качество электронного фотоэлемента.

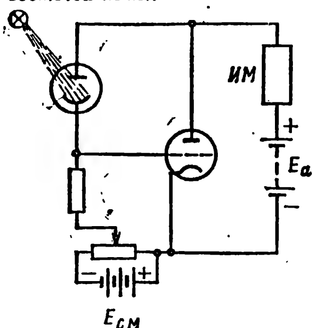


Рис. 11.15.

Зависимость тока насыщения от светового потока Ф — *световая характеристика* электронного фотоэлемента линейна (рис. 11.14, *б*), что является следствием закона Столетова.

Чувствительность фотоэлемента определяется отношением изменения его тока к изменению светового потока: $S_i = dI/d\Phi$; она относительно мала (20—80 мкА/лм).

Чувствительность фотоэлементов можно увеличить, если после откачки в баллон ввести сильно разреженный инертный газ. При работе такого *газоразрядного фотоэлемента* электроны эмиссии ионизируют газ, поток электронов от катода к аноду усиливается и возникает поток положительных ионов в обратном направлении. Газовое наполнение увеличивает чувствительность фотоэлемента примерно в 5 раз, она достигает 100—400 мкА/лм. Однако из-за газового наполнения световая характеристика фотоэлемента нелинейна. К недостаткам газоразрядных фотоэлементов следует отнести и некоторую инерционность в работе, в то время как электронный фотоэлемент практически безынерционен.

Даже при газовом наполнении ток фотоэлементов в большинстве случаев недостаточен для приведения в действие исполнительных механизмов; поэтому фотоэлементы приходится соединять с ламповым (рис. 11.15) или полупроводниковым усилителем. Пока фотоэлемент не освещен, триод заперт, так как на его управляющую сетку подан отрицательный потенциал относительно катода от батареи смещения $E_{см}$. При освещении фотоэлемента управляющая сетка соединяется с положительным полюсом анодной батареи E_a, триод отпирается, его анодный ток возрастает и срабатывает исполнительный механизм *ИМ*.

Фотоэлектронным умножителем называется прибор, в котором ток фотоэлектронной эмиссии усиливается посредством вторичной электронной эмиссии. Поток электронов, освобождаемых под действием света фотокатодом *К*, электрическим (рис. 11.16) или магнитным полем направляется последовательно на ряд динодов

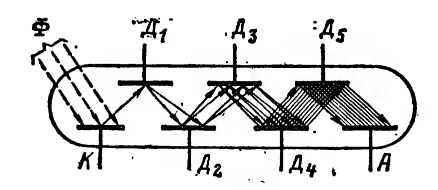


Рис. 11.16.

(эмиттеров) *Д* — вспомогательных электродов. После каждого динода поток электронов увеличивается за счет вторичных электронов динода, освобождаемых ударами электронного потока. Таким образом, вследствие многократной вторичной эмиссии поток электронов у анода *А*, называемого в фотоэлектронных умножителях коллектором, оказывается во много раз больше потока фотоэлектронной эмиссии катода. Благодаря такому внутреннему усилению чувствительность фотоэлектронных умножителей чрезвычайно высока и достигает 1—10 А/лм. Однако не следует думать, что фотоэлектронные умножители рассчитаны на большие выходные токи, — эти токи не превышают 10—15 мА. Их главная область применения — измерение силы света при очень малых освещенностях.

ГЛАВА ДВЕНАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ИЗМЕРЕНИЯ

12.1. ЗНАЧЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ИЗМЕРЕНИЙ

Объектами *электрических измерений* являются все электрические и магнитные величины: ток, напряжение, мощность, энергия, магнитный поток и т. д. Определение значений этих величин необходимо для оценки работы всех электротехнических устройств, чем и определяется исключительная важность измерений в электротехнике.

Электроизмерительные устройства широко применяются и для измерения неэлектрических величин (температуры, давления и т. д.), которые для этой цели преобразуются в пропорциональные им электрические величины. Такие методы измерений известны под общим названием *электрических измерений неэлектрических величин.* Применение электрических методов измерений дает возможность относительно просто передавать показания приборов на дальние расстояния (телеизмерение), управлять машинами и аппаратами (автоматическое регулирование), выполнять автоматически математические операции над измеряемыми величинами, просто записывать (например, на ленту) ход контролируемых процессов и т. д. Таким образом, электрические измерения необходимы при автоматизации самых различных производственных процессов.

В Советском Союзе развитие электроприборостроения идет параллельно с развитием электрификации страны и особенно быстро после Великой Отечественной войны. Высокое качество аппаратуры и необходимая точность измерительных приборов, находящихся в эксплуатации, гарантируются государственным надзором за всеми мерами и измерительными приборами.

12.2. МЕРЫ, ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ

Измерение любой физической величины заключается в ее сравнении посредством физического эксперимента с принятым за единицу значением соответствующей физической величины. В общем случае для такого сопоставления измеряемой величины с мерой — вещественным воспроизведением единицы измерения — нужен *прибор сравнения*. Например, образцовая катушка сопротивления применяется как мера сопротивления совместно с прибором сравнения — измерительным мостом.

Измерение существенно упрощается, если есть *прибор непосредственного отсчета* (называемый также показывающим прибором), показывающий численное значение измеряемой величины непосредственно на шкале или циферблате. Примерами могут служить амперметр, вольтметр, ваттметр, счетчик электрической энергии. При измерении таким прибором мера (например, образцовая катушка сопротивления) не нужна, но мера была нужна при градуировании шкалы этого прибора. Как правило, у приборов сравнения выше точность и чувствительность, но измерение приборами непосредственного отсчета проще, быстрее и дешевле.

В зависимости от того, как получаются результаты измерения, различают измерения прямые, косвенные и совокупные.

Если результат измерения непосредственно дает искомое значение исследуемой величины, то такое измерение принадлежит к числу прямых, например измерение тока амперметром.

Если измеряемую величину приходится определять на основании прямых измерений других физических величин, с которыми измеряемая величина связана определенной зависимостью, то измерение относится к косвенным. Например, косвенным будет измерение сопротивления элемента электрической цепи при измерении напряжения вольтметром и тока амперметром.

Следует иметь в виду, что при косвенном измерении возможно существенное снижение точности по сравнению с точностью при прямом измерении из-за сложения погрешностей прямых измерений величин, входящих в расчетные уравнения.

В ряде случаев конечный результат измерения выводится из результатов нескольких групп прямых или косвенных измерений отдельных величин, причем исследуемая величина зависит от измеренных величин. Такое измерение называют *совокупным*. Например, к совокупным измерениям относится определение температурного коэффициента электрического сопротивления материала на основании измерения сопротивления материала при различных температурах. Совокупные измерения характерны для лабораторных исследований.

В зависимости от способа применения приборов и мер принято различать следующие основные методы измерения: непосредственного измерения, нулевой и дифференциальный.

При пользовании *методом непосредственного измерения* (или непосредственного отсчета) измеряемая величина определяется путем

непосредственного отсчета показания измерительного прибора или непосредственного сравнения с мерой данной физической величины (измерение тока амперметром, измерение длины метром). В этом случае верхним пределом точности измерения является точность измерительного показывающего прибора, которая не может быть очень высокой.

При измерении *нулевым методом* образцовая (известная) величина (или эффект ее действия) регулируется и значение ее доводится до равенства со значением измеряемой величины (или эффектом ее действия). При помощи измерительного прибора в этом случае лишь добиваются равенства. Прибор должен быть высокой чувствительности, и он именуется *нулевым прибором* или *нуль-индикатором*. В качестве нулевых приборов при постоянном токе обычно применяются магнитоэлектрические гальванометры (см. § 12.7), а при переменном токе — электронные нуль-индикаторы. Точность измерения нулевым методом очень высока и в основном определяется точностью образцовых мер и чувствительностью нулевых приборов. Среди нулевых методов электрических измерений важнейшими являются мостовые и компенсационные.

Еще большая точность может быть достигнута при *дифференциальных методах* измерения. В этих случаях измеряемая величина уравновешивается известной величиной, но до полного равновесия измерительная цепь не доводится, а путем прямого отсчета измеряется разность измеряемой и известной величин. Дифференциальные методы применяются для сравнения двух величин, значения которых мало отличаются один от другого.

12.3. ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ И КЛАССЫ ТОЧНОСТИ

Точность измерения характеризуется его возможными погрешностями. Эти погрешности при каждом конкретном измерении не должны превышать некоторого определенного значения. В зависимости от способа числового выражения различают погрешности абсолютные и относительные, а применительно к показывающим приборам — еще и приведенные.

Абсолютная погрешность ΔA — это разность между измеренным $A_{из}$ и действительным A значениями измеряемой величины:

$$\Delta A = A_{из} - A.$$

Например, амперметр показывает $A_{из} = 9$ А, а действительное значение тока $A = 8{,}9$ А, следовательно, $\Delta A = 0{,}1$ А.

Чтобы определить действительное значение величины, нужно к измеренному значению прибавить поправку — абсолютную погрешность, взятую с обратным знаком.

Точность измерения оценивается обычно не абсолютной, а *относительной погрешностью* — выраженным в процентах отношением абсолютной погрешности к действительному значению измеряемой величины:

$$\gamma_0 = \left(\frac{\Delta A}{A}\right) \cdot 100\ \%,$$

а так как разница между A и $A_{из}$ обычно относительно мала, то практически в большинстве случаев можно считать, что $\gamma = (\Delta A/A_{из}) \cdot 100$ %.

Для приведенного примера измерения тока относительная погрешность $\gamma_0 = (0{,}1/9) \cdot 100$ % $= 1{,}11$ %.

Однако оценивать по относительной погрешности точность самых распространенных показывающих приборов со стрелочным указателем неудобно. Дело в том, что абсолютная погрешность ΔA у них имеет обычно один и тот же порядок вдоль всей шкалы. При постоянной абсолютной погрешности ΔA с уменьшением измеряемой величины $A_{из}$ быстро растет относительная погрешность (рис. 12.1). Поэтому рекомендуется выбирать пределы измерения показывающего прибора так, чтобы отсчитывать показания в пределах второй половины шкалы, ближе к ее концу.

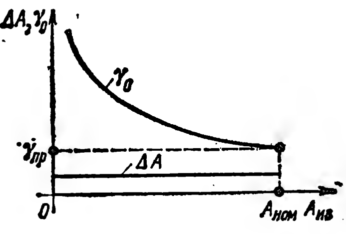


Рис. 12.1.

Для оценки точности самих показывающих измерительных приборов служит их *приведенная погрешность*. Так называется выраженное в процентах отношение абсолютной погрешности показания ΔA к $A_{ном}$ — номинальному значению, соответствующему наибольшему показанию прибора:

$$\gamma_{пр} = (\Delta A/A_{ном}) \cdot 100\%. \qquad (12.1)$$

Если в рассмотренном примере предел измерения амперметра $A_{ном} = 10$ А, то приведенная погрешность $\gamma_{пр} = (0{,}1/10) \cdot 100$ % $= 1$ %.

Погрешности прибора обусловливаются недостатками самого прибора и внешними влияниями. Приведенная погрешность, зависящая лишь от самого прибора, называется *основной погрешностью*. Нормальные рабочие условия — это температура окружающей среды 20 °С (или та, которая обозначена на шкале прибора), нормальное рабочее положение прибора (указанное условным знаком на его шкале), отсутствие вблизи прибора ферромагнитных масс и внешних магнитных полей (кроме земного) и прочие нормальные условия (номинальные: напряжение, частота тока, синусоидальная форма кривой тока и т. д.).

Допускаемая основная погрешность электроизмерительного прибора определяет его класс точности. Обозначением класса точности служит допускаемая основная погрешность приборов, принадлежащих к этому классу: 0,05; 0,1; 0,2; 0,5; 1; 1,5; 2,5; 4. Принадлежность прибора к определенному классу указывает, что основная погрешность прибора на всех делениях шкалы не превышает значения, определяемого классом точности этого прибора (например, у прибора класса 1 допускаемая основная погрешность 1 %). Отклонение внешних условий от нормальных вызывает *дополнительные погрешности*.

Таблица 12.1. **Условные обозначения на шкалах электроизмерительных приборов**

Прибор трехфазного тока для неравномерной нагрузки фаз	
Прибор трехфазного тока с двухэлементным измерительным механизмом	
Защита от внешних магнитных полей, например 2 мТл	2
Защита от внешних электрических полей, например 10 кВ/м	10
Класс точности при нормировании погрешности в процентах от диапазона измерения, например 1,5	1,5
То же при нормировании погрешности в процентах от длины шкалы, например 1,5	1,5
Горизонтальное положение шкалы	
Вертикальное положение шкалы	
Наклонное положение шкалы под определенным углом к горизонту, например 60°	60°
Направление ориентировки прибора в земном магнитном поле	N S
Измерительная цепь изолирована от корпуса и испытана напряжением, например 2 кВ	2
Прибор испытанию прочности изоляции не подлежит	0
Осторожно! Прочность изоляции измерительной цепи по отношению к корпусу не соответствует нормам (знак выполняется красного цвета)	

В зависимости от чувствительности к внешним магнитным или электрическим полям электроизмерительные приборы делятся на две категории: I — приборы менее чувствительные и II — приборы более чувствительные.

Для правильного применения электроизмерительного прибора важны его технические особенности. Эти особенности указываются на шкале прибора условными обозначениями, приведенными в табл. 12.1.

12.4. ПОТРЕБЛЕНИЕ ЭНЕРГИИ ЭЛЕКТРОИЗМЕРИТЕЛЬНЫМИ ПРИБОРАМИ

Включение измерительного прибора в исследуемую электрическую цепь неизбежно в некоторой степени изменяет ее режим работы. Это изменение вызывается по существу тем, что работающий прибор потребляет некоторую энергию. Поэтому при исследовании объектов малой мощности могут существенно исказиться результаты. Желательно, чтобы собственное потребление энергии измерительным прибором было возможно меньше.

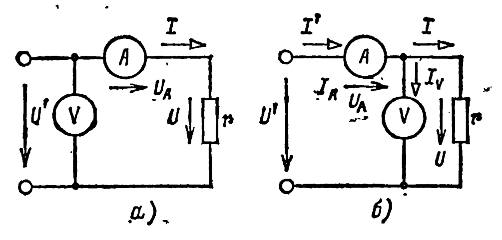


Рис. 12.2.

Простейшим примером влияния собственного потребления энергии измерительными приборами на результаты измерения может служить измерение сопротивления резистора (при постоянном токе) при помощи вольтметра и амперметра с вычислением по закону Ома. Для такого измерения возможны две схемы включения приборов (рис. 12.2), причем в обоих случаях для точного измерения сопротивления резистора необходимо учесть влияние собственного потребления энергии приборами.

В схеме рис. 12.2, *а* амперметр измеряет ток I в резисторе с сопротивлением r, а вольтметр измеряет напряжение $U' = U + r_A I$, где r_A — сопротивление амперметра, т. е. напряжение, равное сумме напряжения U на резисторе и напряжения между выводами амперметра. Следовательно, на основании закона Ома определяется сумма сопротивлений резистора и амперметра:

$$U'/I = r' = r + r_A.$$

Действительное значение сопротивления резистора

$$r = r'(1 - r_A/r').$$

Очевидно, что ошибка измерения будет тем меньше, чем меньше сопротивление амперметра.

При измерении по схеме рис. 12.2, *б* вольтметр присоединен непосредственно к выводам резистора и показывает напряжение U на резисторе, а амперметр измеряет сумму токов в резисторе и в цепи вольтметра: $I' = I + I_V$. Таким образом, в этом случае на основа-

нии показаний приборов определяется проводимость

$$g' = \frac{I'}{U} = g + g_V = \frac{1}{r} + \frac{1}{r_V},$$

где r_V — сопротивление вольтметра.

Чтобы определить проводимость объекта измерения — резистора, нужно из найденной проводимости вычесть проводимость вольтметра:

$$g = g' - g_V = g' (1 - g_V/g'),$$

т. е.

$$r = r' \Big/ \left(1 - \frac{r'}{r_V}\right).$$

Чем больше сопротивление вольтметра r_V, тем меньше поправка к результатам измерения.

При измерении мощности ваттметром также неизбежно влияние его собственного потребления энергии на результаты измерения. Две основные схемы такого измерения (рис. 12.3) соответствуют двум вышеприведенным схемам измерения сопротивления: в первом случае погрешность вызвана сопротивлением цепи тока ваттметра r_A, во втором случае — собственным потреблением энергии цепи напряжения ваттметра.

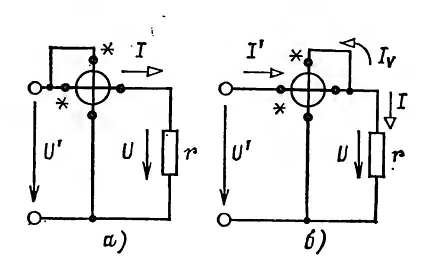


Рис. 12.3.

В схеме рис. 12.3, *а* ваттметр измеряет кроме мощности P в сопротивлении нагрузки еще и мощность потерь в сопротивлении собственной цепи тока, т. е.

$$P_{\text{из}} = P + r_A I^2.$$

Если мощность измеряется по схеме рис. 12.3, *б*, то ваттметр измеряет кроме мощности в сопротивлении нагрузки еще и мощность потерь в своей цепи напряжения, т. е.

$$P_{\text{из}} = P + g_V U^2.$$

При переменном токе учет поправок осложняется тем, что сопротивления цепей переменного тока — величины комплексные.

Чем меньше мощности контролируемых цепей, тем существеннее влияние собственного потребления энергии измерительными приборами на результаты измерений. В частности, эти влияния обычно значительны в цепях управления автоматики и в цепях электронных устройств.

12.5. МЕХАНИЧЕСКИЕ УЗЛЫ ПОКАЗЫВАЮЩИХ ПРИБОРОВ

В показывающих измерительных приборах прямого отсчета подвижная часть под действием измеряемой величины перемещается по отношению к неподвижной. По конструкции отсчетного устрой-

ства различают показывающие приборы со стрелочным и со световым указателями. Общей особенностью этих приборов является установка подвижной части на растяжках, на осях или на подвесе.

Установка на растяжках применяется в большинстве изготовляемых в настоящее время показывающих приборов. Растяжки — это упругие ленты из бериллиевой и оловянно-цинковой бронзы. Подвижная часть подвешивается на двух растяжках (рис. 12.4), а концы последних крепятся к двум плоским пружинам. Растяжки могут служить для подвода тока в подвижную часть прибора, а их закручивание создает противодействующий момент.

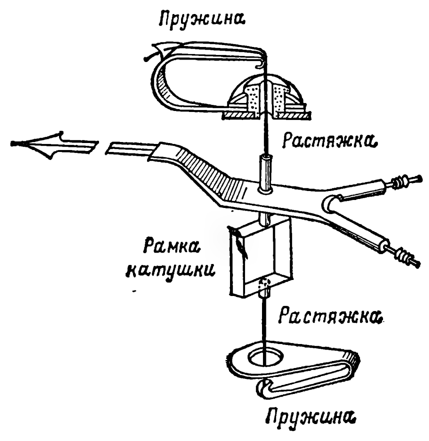


Рис. 12.4.

Установка на опорах в недалеком прошлом применялась почти во всех показывающих измерительных приборах прямого отсчета. Подвижная часть при такой установке укрепляется на оси (рис. 12.5), обычно легкой алюминиевой трубке. В концы последней запрессовываются опоры прибора — два отрезка стальной проволоки, называемые кернами. Керны устанавливаются в конических кратерах подпятников. Кратеры выточены в полудрагоценных камнях (синтетический агат, корунд и др.), которые завальцовываются в опорные винты. Последние позволяют плавно регулировать положение камня по отношению к керну. При вертикальном положении оси трение значительно меньше, чем при горизонтальном. По этой причине у большинства приборов высших классов точности рабочее положение шкалы — горизонтальное, которому соответствует вертикальная ось. Недостатком установки на опорах (по сравнению с установкой на растяжках) является трение в подпятниках; из-за него увеличивается в несколько раз собственное потребление энергии прибором и возникает дополнительная погрешность показаний, возрастающая по мере износа кернов.

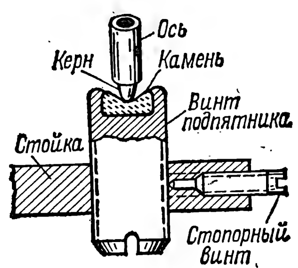


Рис. 12.5.

Установка на подвесе — металлической или кварцевой нити (рис. 12.6) — применяется в приборах особо высокой чувствительности, например в гальванометрах. У приборов с такой установкой должен быть уровнемер, так как при подвесе положение подвижной части по отношению к неподвижной зависит от положения прибора.

Световой указатель применяется в большинстве приборов высокой чувствительности — стрелку заменяет луч света от специаль-

ного источника. Внутри прибора помещается лампа *1* (рис. 12.7). Ее луч света проходит через фокусирующую линзу *2* и диафрагму *3*, а затем направляется на зеркальце *4*, укрепленное на подвижной части. Отразившись от этого зеркальца, а затем от неподвижных зеркал *5* и *6*, луч света образует световую круглую метку на шкале, начало и конец которой соответствуют положениям *7* и *8*. Так увеличивается длина пути луча, и следовательно, повышается чувствительность прибора.

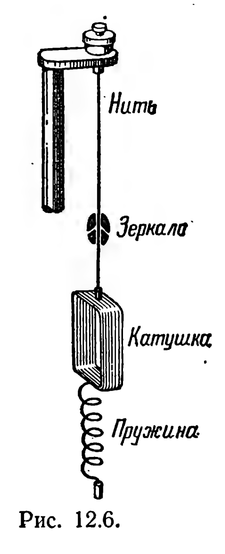


Рис. 12.6.

Применение многократного отражения луча внутри прибора дает возможность в ряде случаев заменить зеркальный гальванометр с подвижной частью на подвесе (см. рис. 12.6) и отдельными осветителем и шкалой (прибор, требующий тщательно выполненной постоянной установки) переносным прибором со световым указателем. Но применение светового указателя требует специального питания для лампы осветителя и существенно усложняет внутреннее устройство прибора.

Закручивание растяжек и нити подвеса в показывающих приборах используется для получения противодействующего момента. В приборах с установкой подвижной части на осях для создания этого момента служат спиральные пружины (*1* на рис. 12.8), изготовляемые из фосфорной бронзы.

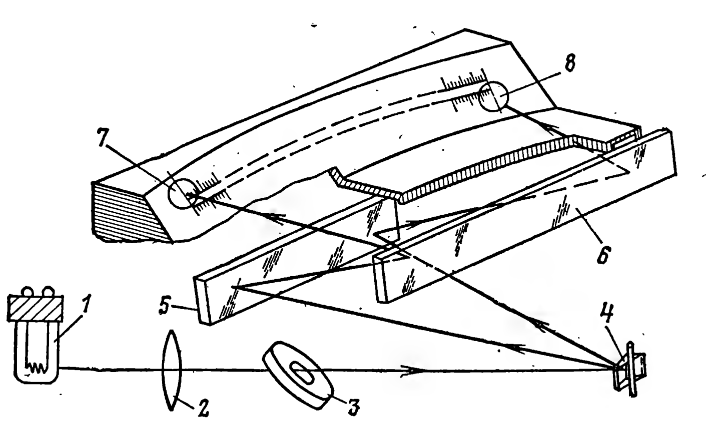


Рис. 12.7.

Противодействующий момент должен иметь направление, противоположное направлению вращающего момента, чтобы отклонение подвижной части было однозначной функцией измеряемой величины. При отсутствии противодействующего момента стрелка указателя прибора при любом значении вращающего момента уходила бы за край шкалы.

Вследствие температурных влияний, остаточных деформаций, а чаще всего вследствие механических толчков при перегрузках стрелка неработающего прибора может находиться не на нулевом делении. Корректор служит для возвращения стрелки на нуль шкалы, воздействуя на положение точек крепления растяжек или нити подвеса. В случае применения пружины *1* (рис. 12.8) к корректору прикрепляется один ее конец. Второй конец пружины прикрепляется к оси *2* подвижной части. Стрелку *5* можно смещать посредством поводка *3*, поворачивая винт *4*, укрепленный на корпусе прибора. Для уравновешивания подвижной части прибора на ней укрепляют грузила — противовесы *6*. Показания уравновешенного прибора почти не зависят от его положения.

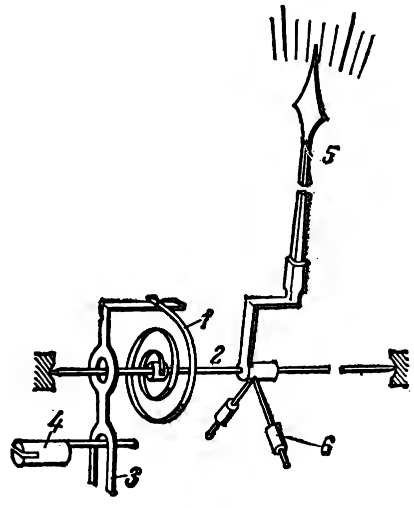


Рис. 12.8.

12.6. УСПОКОИТЕЛИ

Подвижная часть прибора вместе с пружиной образует обладающую массой и упругостью механическую систему, в которой, следовательно, возможны механические колебания. Поэтому при изменении измеряемой величины новое положение равновесия у подвижной части прибора получается не сразу, а в большинстве случаев после нескольких колебаний около нового положения равновесия. Для того чтобы подвижная часть возможно скорее устанавливалась в этом положении, у приборов есть успокоители. Последние нужны для поглощения кинетической энергии подвижной части. Для большинства стрелочных приборов время успокоения должно быть не более 4 с, причем временем успокоения считается время от момента включения прибора до момента, когда стрелка прибора отклоняется от положения равновесия не более чем на 1 % шкалы.

В настоящее время в широко распространенных приборах применяются магнитоиндукционные и воздушные успокоители.

Магнитоиндукционные успокоители основаны на взаимодействии вихревых токов, индуктируемых в подвижной части при ее движении в магнитном поле постоянных магнитов, с этим полем. Алюминиевый сектор *1* (рис. 12.9, *а*), укрепленный на оси подвижной части, движется в поле нескольких постоянных магнитов *2*, которые укреплены на опорной пластине *3*. При движении сектора в нем возникают вихревые токи. Их взаимодействие с магнитным полем постоянных магнитов создает силу, которая (согласно принципу Ленца) тормозит подвижную часть.

В воздушных успокоителях для торможения используется разность давлений воздуха в закрытой камере по обе стороны легкого алюминиевого крыла, возникающая при его движении (рис. 12.9, *б*). Крыло укреплено на оси подвижной части прибора. Воздушные успокоители значительно слабее магнитоиндукционных; их при-

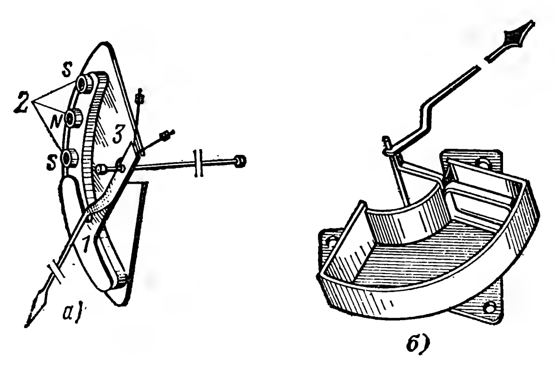


Рис. 12.9.

ходится применять в тех случаях, когда наличие постоянного магнита внутри прибора может быть причиной дополнительных погрешностей в его показаниях.

В некоторых новых приборах установлены очень компактные жидкостные успокоители: в невысыхающей жидкости перемещается крыло, укрепленное на подвижной части прибора.

12.7. СИСТЕМЫ ПОКАЗЫВАЮЩИХ ПРИБОРОВ

Любой прибор непосредственного отсчета состоит из двух основных частей: измерительного механизма и измерительной цепи (измерительной схемы).

Назначение *измерительного механизма* — преобразование подводимой к нему электрической энергии в механическую энергию перемещения подвижной части и связанного с ней указателя. *Измерительная цепь* преобразует измеряемую электрическую величину (напряжение, мощность, ток и т. д.) в пропорциональную ей величину, непосредственно воздействующую на измерительный механизм. Например, в вольтметре измерительная цепь состоит из катушки измерительного механизма и добавочного резистора. При постоянстве сопротивления измерительной цепи ток в измерительном механизме вольтметра пропорционален измеряемому напряжению. Один и тот же измерительный механизм в соединении с различными измерительными цепями может служить для измерения различных величин.

В зависимости от принципа действия различают несколько систем показывающих приборов, условные изображения которых даны в табл. 12.2.

Таблица 12.2. Условное обозначение принципа действия (системы) прибора

Наименование системы и преобразователя	Условное обозначение	
	Обычный измерительный механизм	Логометрический измерительный механизм
Магнитоэлектрический прибор с подвижной рамкой		
Магнитоэлектрический прибор с подвижным магнитом		
Электромагнитный прибор		
Электромагнитный поляризованный прибор		
Электродинамический прибор		
Ферродинамический прибор		
Индукционный прибор		
Электростатический прибор		
Вибрационный прибор (язычковый)		
Тепловой прибор (с нагреваемой проволокой)		
Биметаллический прибор		
Термопреобразователи с неизолированной и изолированной термопарами		

Продолжение табл. 12.2

Наименование системы и преобразователя	Условное обозначение	
	Обычный измерительный механизм	Логометрический измерительный механизм
Преобразователь с полупроводниковым выпрямителем		
Преобразователь с электромеханическим выпрямителем		
Электронный преобразователь		
Вибрационно-импульсный преобразователь		

Магнитоэлектрическая система. В измерительных механизмах магнитоэлектрической системы вращающий момент создается взаимодействием измеряемого постоянного тока в катушке механизма с полем постоянного магнита. Существуют два основных типа приборов магнитоэлектрической системы: приборы с подвижной катушкой (подвижной рамкой) и приборы с подвижным магнитом, причем первые применяются значительно чаще, чем вторые.

В магнитоэлектрическом механизме с *подвижной катушкой* последняя установлена на опорах и может поворачиваться в воздушном зазоре магнитной цепи постоянного магнита.

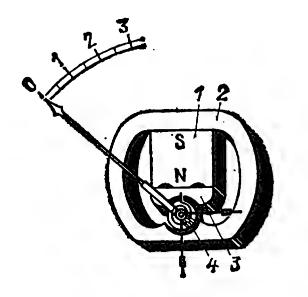


Рис. 12.10.

Различают две основные разновидности магнитоэлектрических измерительных механизмов с подвижной катушкой — это механизмы с внешним (внерамочным) и с внутрирамочным магнитом.

При внерамочном магните *1* (рис. 12.10) магнитную цепь измерительного механизма образуют магнитопровод *2*, полюсные наконечники *3* и цилиндрический сердечник *4*, которые изготовляются из магнитно-мягкого относительно легко обрабатываемого материала. Полюсные наконечники и сердечник тщательно механически обрабатываются и точно центрируются. Поэтому в воздушном зазоре между ними в пределах почти всего угла охвата полюсными наконечниками цилиндрического сердечника получается практи-

чески однородное радиальное магнитное поле.

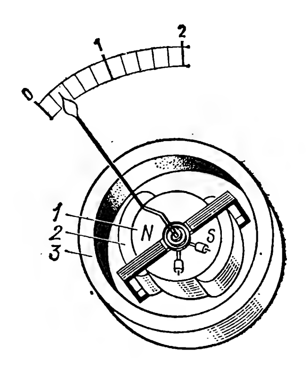


Рис. 12.11.

В механизмах с внутрирамочным магнитом (рис. 12.11) сердечником является сам магнит *1* и его охватывает цилиндрический магнитопровод *3* из магнитно-мягкого материала. Такая конструкция дает возможность сделать механизм очень малых размеров. Но в этих механизмах трудно получить равномерное поле в воздушном зазоре из-за неодинаковой длины магнитных линий. Для получения более однородного поля у внутрирамочного магнита есть накладки *2* из магнитно-мягкого материала.

В магнитоэлектрическом механизме с однородным полем угол между направлениями вектора магнитной индукции B в воздушном зазоре и активной части проводников с током I подвижной катушки равен 90°. Следовательно, на каждый из проводников действует электромагнитная сила:

$$F = BIl,$$

где l — длина активной части проводника.

Катушка имеет w витков и укреплена на каркасе диаметром d. Поэтому вращающий момент, действующий на подвижную часть механизма,

$$M_{вр} = 2Fw\,d/2 = wl\,dBI = wSBI, \qquad (12.2)$$

где $S = ld$ — площадь поперечного сечения катушки.

Таким образом, вращающий момент в магнитоэлектрическом приборе прямо пропорционален индукции и току.

В узком воздушном промежутке магнитной цепи прибора магнитная индукция равна обычно 0,2 — 0,3 Тл и поле почти равномерное. Следовательно, вращающий момент магнитоэлектрического прибора можно считать прямо пропорциональным току: $M_{вр} = k_{вр}I$. Так как противодействующий момент, создаваемый спиральными пружинами, прямо пропорционален углу закручивания, т. е. $M_{пр} = k_{пр}\alpha$, то угол поворота катушки прямо пропорционален измеряемому току:

$$I = k_{пр}\alpha/k_{вр} = C_{пр}\alpha,$$

где $C_{пр}$ — постоянная прибора («цена деления»).

Направление вращающего момента прибора определяется правилом левой руки: пользуясь им, легко убедиться, что подвижная катушка стремится принять положение, при котором направление ее поля совпадает с направлением поля постоянного магнита. Алюминиевая рамка, на которую намотана катушка, служит вместе с тем магнитоиндукционным успокоителем.

При изменении направления тока изменяется и направление вращающего момента. При переменном токе на подвижную часть прибора действуют быстро чередующиеся вращающие моменты противоположного направления. Их результирующее действие не изменит положения подвижной части прибора и стрелка останется на нулевом делении шкалы.

Постоянный магнит создает сильное магнитное поле (0,2—0,3 Тл) в воздушном зазоре магнитной цепи прибора, и даже при малых значениях измеряемых токов можно получить достаточный вращающий момент. Поэтому магнитоэлектрические приборы весьма чувствительны, в частности гальванометры в большинстве случаев изготовляются магнитоэлектрической системы.

Чувствительность прибора позволяет конструктору дать прибору достаточный запас прочности путем уменьшения плотности тока в токоведущих частях; поэтому правильно сконструированный магнитоэлектрический прибор достаточно вынослив к перегрузкам. Этому способствует также линейная зависимость вращающего момента прибора от тока, а не квадратичная, характерная для большинства других систем приборов.

Так как в магнитоэлектрических приборах сильное собственное магнитное поле, то внешние магнитные поля мало влияют на их показания. Вследствие высокой чувствительности собственное потребление энергии магнитоэлектрическими механизмами относительно мало.

В приборах магнитоэлектрической системы с подвижным магнитом вращающий момент действует на подвижный постоянный магнит, а катушка с измеряемым током неподвижная. Пружины заменяет сила дополнительного постоянного магнита, который устанавливается на корпусе прибора в непосредственной близости от подвижного постоянного магнита. Эти приборы просты по устройству, весьма устойчивы к механическим перегрузкам и дешевы, но точность их мала из-за неоднородности магнитного поля. Они применяются для ориентировочных измерений, например устанавливаются на щитках автомобилей.

Для расширения пределов измерения приборы магнитоэлектрической системы, а также приборы других систем снабжают набором резисторов для делителей измеряемых величин. Резистор, включаемый последовательно с катушкой измерительного механизма, называется добавочным резистором, резистор, который включается параллельно с катушкой измерительного механизма или с ветвью, содержащей катушку и добавочный резистор, называется шунтом.

Системы приборов с магнитоэлектрическим измерительным механизмом и преобразователями. Магнитоэлектрический измерительный механизм может быть соединен с тем или иным преобразователем для измерений переменного тока с сохранением достоинств магнитоэлектрического механизма. Однако метрологические недостатки самих преобразователей, главным образом непостоянство их параметров, существенно снижают точность приборов всех систем, образованных соединением магнитоэлектрического механизма с преобразователем.

Электроизмерительные приборы *выпрямительной системы* представляют собой сочетание магнитоэлектрического измерительного механизма с полупроводниковыми диодами, причем применяются как однополупериодные (рис. 12.2, *а*), так и двухполупериодные (рис. 12.2, *б*) схемы выпрямления.

При однополупериодной схеме выпрямления ток i проходит через измерительный прибор в течение только одной половины каждого периода. Обычно в таких схемах измерительный механизм *ИМ* и соединенный с ним последовательно диод $Д_1$ (рис. 12.2, *а*) шунтированы вторым диодом $Д_2$, включенным в обратном направлении. Это нужно для того, чтобы не нарушать режим работы контролируемой цепи и чтобы при обратном направлении тока диод $Д_1$ не оказался под полным напряжением цепи, которое может вызвать пробой диода. При двухполупериодном выпрямлении (рис. 12.12, *б*) среднее значение тока i в измерительном механизме вдвое больше, чем при однополупериодном, что соответственно увеличивает чувствительность схемы. К недостаткам мостовых схем относится то, что в них измеряемое напряжение делится между двумя диодами и при очень низких напряжениях выпрямление существенно ухудшается.

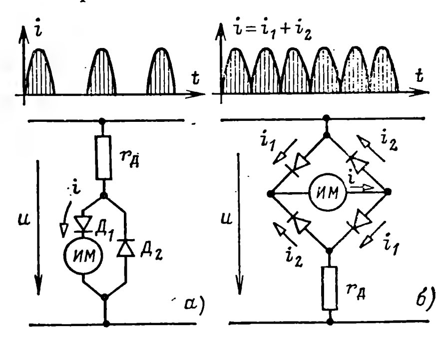


Рис. 12.12.

Ток в измерительном механизме выпрямительного прибора периодически пульсирует, и так как у подвижной части прибора значительная инерция, то ее отклонение пропорционально среднему за период значению вращающего момента магнитоэлектрического измерительного механизма:

$$M_{вр} = \frac{1}{T} \int_0^T wSBi\,dt = wSB \frac{1}{T} \int_0^T i\,dt = wSBI_{ср}.$$

Следовательно, выпрямительный прибор измеряет среднее значение тока в цепи. Но для измерений в цепях переменного тока на шкале прибора указываются действующие значения. При синусоидальном токе действующее значение больше среднего в 1,11 раза [(2.16а) и (2.18а)]. При отличии кривой тока от синусоиды возникает соответствующая дополнительная погрешность — погрешность метода измерения.

Так как температурный коэффициент прямого и обратного сопротивлений полупроводникового диода отрицателен и относительно велик, то для уменьшения температурных влияний в измерительную цепь выпрямительного прибора включен компенсирующий резистор с сопротивлением $r_д$, у которого положительный температурный коэффициент (рис. 12.12, *а* и *б*).

Шкала выпрямительного прибора равномерная, кроме начальной сжатой части (10—15 % шкалы), имеющей квадратичный характер вследствие ухудшения выпрямления при низких напряжениях. Точность этих приборов невысока (не выше класса 1,5) из-за значительных погрешностей в результате многочисленных причин: нелинейности и нестабильности вольт-амперной характеристики диодов, ее зависимости от частоты и т. п.

Приборы выпрямительной системы часто применяются в качестве многопредельных универсальных приборов. Благодаря переключению шунтов и добавочных резисторов малогабаритный показывающий прибор может иметь до 14 пределов измерений переменного тока и (при выключенных диодах) до 14 пределов измерений постоянного тока. Размеры полупроводниковых диодов весьма малы, и их можно разместить внутри корпуса даже миниатюрного прибора.

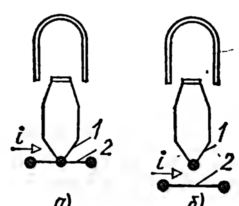


Рис. 12.13.

Приборы термоэлектрической системы являются соединением магнитоэлектрического измерительного механизма с одним (рис. 12.13) или несколькими термопреобразователями. Термопреобразователь обычно состоит из одной или нескольких термопар *1* и нагревателя *2*, через который проходит измеряемый переменный ток. Можно считать ЭДС термопары пропорциональной разности температур между ее горячим и холодным концами, т. е. перегреву термопары. Перегрев пропорционален (вследствие тепловой инерции) квадрату действующего значения I переменного тока; поэтому и вращающий момент, действующий на подвижную часть измерительного механизма, пропорционален I^2, а следовательно, шкала прибора квадратичная.

Термопреобразователи делятся на контактные (рис. 12.13, *а*) и бесконтактные (рис. 12.13, *б*). В первых термопара приваривается или прижимается к нити нагревателя. Во вторых горячий спай отделен от нагревателя каким-либо изоляционным материалом. Это позволяет получить бо́льшую ЭДС посредством последовательного соединения нескольких термопар, но увеличивает тепловую инерцию прибора. Из-за очень низкого КПД термопреобразователя термоэлектрические приборы малочувствительны и должны работать при высокой температуре нагревателя, их собственное потребление велико, а при перегрузке свыше 50 % они разрушаются, так как температура нагревателя возрастает пропорционально квадрату тока. Область измерений, в которой они почти незаменимы, — это измерения переменных токов высокой частоты.

Электромагнитная система. В измерительных механизмах электромагнитной системы вращающий момент обусловлен воздействием магнитного поля измеряемого тока в неподвижной катушке прибора на подвижный ферромагнитный якорь. Механические силы в подобном устройстве стремятся переместить якорь так, чтобы энергия магнитного поля устройства стала возможно большей. В настоящее время

широко применяются два типа механизмов этой системы: механизмы с круглой катушкой и механизмы с плоской катушкой.

На рис. 12.14 показан *механизм с круглой катушкой.* В нем внутри круглой катушки *4* находятся подвижный, укрепленный на оси якорь *1* и неподвижный сердечник *2* из магнитно-мягкого материала. Ток катушки *4* намагничивает оба сердечника, и отталкивание их одноименных полюсов создает момент, поворачивающий сердечник *1*. Противодействующий момент создается спиральной пружиной *3*. Успокоитель *5* в этом механизме — магнитоиндукционный многополюсный.

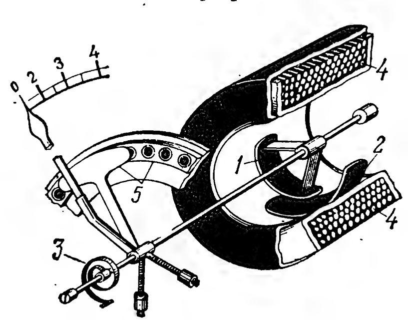


Рис. 12.14.

В *механизме с плоской катушкой* (рис. 12.15) якорь *1* втягивается в катушку *2* с измеряемым током. Для усиления магнитного поля и регулирования вращающего момента служит неподвижный сердечник *3*. Противодействующий момент создается спиральной пружиной; успокоитель в этом механизме — воздушный крыльчатый. Для защиты от внешних магнитных полей измерительный механизм со всех сторон закрыт ферромагнитным экраном *4* (на рис. 12.15 верхняя крышка экрана снята).

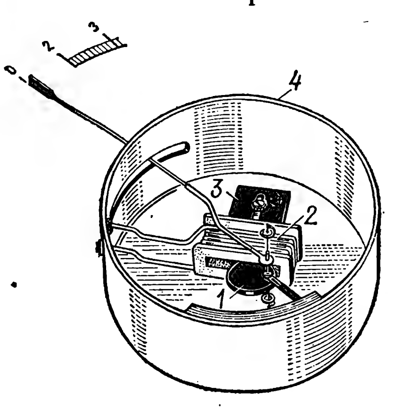


Рис. 12.15.

Электромагнитная сила механизма может быть в общем виде выражена через производную энергии магнитного поля по координате перемещения подвижной части (6.16): $F = \partial W_м / \partial x$. При повороте подвижной части на угол $d\alpha$ и плече R приложения силы $dx = R\, d\alpha$ и, следовательно, вращающий момент

$$M_{вр} = FR = \partial W_м / \partial \alpha.$$

Энергия магнитного поля катушки электромагнитного прибора равна $LI^2/2$. При перемещении якоря индуктивность L изменяется, что вызывает изменение энергии магнитного поля электромагнитного механизма при повороте подвижной части. Таким образом,

$$M_{вр} = \partial W_м / \partial \alpha = (I^2/2)\, \partial L / \partial \alpha,$$

т. е. вращающий момент пропорционален квадрату тока и скорости изменения индуктивности механизма при повороте подвижной части. На вид зависимости $dL/d\alpha = f(\alpha)$ можно воздействовать соответствующим подбором формы якоря и сердечников, их положения

в катушке и т. д. Шкала прибора будет равномерной, если $M_{вр} = I \cdot \text{const}$, т. е. если вращающий момент прямо пропорционален измеряемому току, и, следовательно, $I\,\partial L/\partial\alpha = \text{const}$. Выполнение последнего условия неосуществимо для начальной части шкалы, так как из него следует, что при $I \to 0$ должно быть $\partial L/\partial\alpha \to \infty$, а это невыполнимо. Однако относительной равномерности можно добиться для большей части шкалы, кроме начальных делений (одна пятая — одна десятая шкалы), которые сильно сжаты.

При изменении направления тока направление момента в приборе не изменяется. Следовательно, можно измерять как постоянные, так и переменные токи. Но при переменном токе на показания прибора могут влиять потери энергии из-за гистерезиса и вихревых токов. В современных приборах со специальными ферромагнитными сердечниками разница показаний незначительна; поэтому по одной и той же шкале можно отсчитывать значения как постоянного, так и переменного токов.

Магнитное поле прибора возбуждается самим измеряемым током и относительно слабое, так как бо́льшая часть пути магнитного потока проходит в воздухе. По этой причине у измерительного механизма электромагнитной системы малая чувствительность и трудно построить электромагнитный амперметр на малый ток (примерно меньше 0,5 А) или вольтметр на малое напряжение (примерно меньше 10 В). Из-за слабости собственного магнитного поля прибор приходится защищать от внешних магнитных влияний. Для этого применяются ферромагнитные экраны (рис. 12.15) или же измерительные механизмы изготовляются астатическими.

Общий принцип астатического устройства измерительной системы заключается в следующем. Число катушек в механизме удваивается, причем обе катушки в равной мере участвуют в образовании вращающего момента, но их собственные магнитные поля имеют противоположные направления. Всякое внешнее однородное магнитное поле, усиливая магнитное поле одной катушки, на столько же ослабляет магнитное поле второй катушки. В результате внешнее магнитное поле не изменяет общий вращающий момент измерительного механизма.

Мощность потерь в электромагнитных приборах относительно велика: в катушке амперметра 0,3—1,0 Вт, а у вольтметра нужно прибавить еще мощность потерь в добавочном резисторе, так что суммарная мощность потерь составляет 3—6 Вт.

Класс точности электромагнитных приборов обычно не выше 1,5, главным образом, из-за влияния гистерезиса (остаточного намагничивания), что особенно сказывается при измерениях постоянного тока. При изготовлении якоря и сердечника из ферромагнетика с ничтожной коэрцитивной силой, например из пермаллоя, эти погрешности становятся незначительными. У переносных электромагнитных приборов с такими якорем и сердечником удается обеспечить класс точности 0,5 и даже 0,2 как для постоянного, так и для переменного тока (при частоте не выше 1500 Гц).

Электромагнитный измерительный механизм обладает рядом цен-

ных свойств. Неподвижную катушку с током легко выполнить с достаточным запасом сечения проводов на случай перегрузок. Приборы этой системы допускают большие перегрузки, дешевы и просты по устройству. Электромагнитными приборами измеряют преимущественно переменные напряжения и токи (невысоких частот). В промышленных установках переменного тока низкой частоты большинство амперметров и вольтметров — приборы электромагнитной системы.

Электродинамическая система. В электродинамических измерительных механизмах для создания вращающего момента используется принцип взаимодействия проводников с токами: два параллельных проводника с одинаково направленными токами взаимно притягиваются, с противоположно направленными токами — взаимно отталкиваются. Измерительный механизм этой системы состоит в основном из неподвижной *1* и подвижной *2* катушек (рис. 12.16). Противодействующий момент создают специальные пружины *3*, которые вместе с тем служат для подвода тока в подвижную катушку. Последняя под действием электромагнитных сил стремится занять такое положение, при котором направление ее магнитного поля совпадает с направлением поля неподвижной катушки.

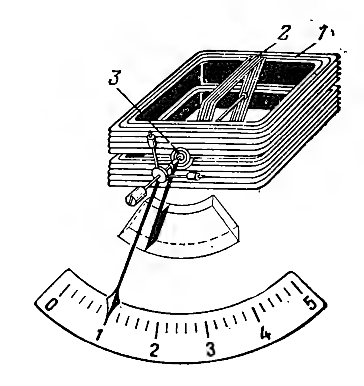


Рис. 12.16.

Вращающий момент электродинамического измерительного механизма определяется так же, как у электромагнитного механизма: $M_{вр} = dW_м/d\alpha$. В электродинамическом механизме энергия магнитного поля изменяется вследствие поворота подвижной катушки, т. е. изменения взаимной индуктивности M катушек. Энергия совместного магнитного поля двух катушек (2.80)

$$W_м = MI_1I_2,$$

где I_1 — ток подвижной катушки, I_2 — ток неподвижной катушки. Поэтому вращающий момент

$$M_{вр} = I_1I_2\,\partial M/\partial\alpha. \qquad (12.3)$$

На характер зависимости взаимной индуктивности M от положения подвижной катушки можно воздействовать изменениями формы катушек, их начального положения и т. д.

Так как в приборе две катушки, то можно существенно расширить область применения этого механизма. В зависимости от назначения прибора изменяется и характер его шкалы.

В вольтметре обе катушки с большими числами витков обычно соединяются последовательно между собой (рис. 12.17, *а*) и последовательно с добавочным резистором, имеющим сопротивление $r_д$. Таким образом, в электродинамическом вольтметре

$$I_1 = I_2 = U/r_V,$$

где U — измеряемое напряжение; $r_V = r_к + r_д$ — общее сопротивление измерительной цепи вольтметра, равное сумме сопротивлений двух катушек $r_к$ и добавочного резистора $r_д$.

Подставив выражения токов I_1 и I_2 в (12.3), получим:

$$M_{вр\,V} = (U^2/r_V^2)\,\partial M/\partial\alpha. \qquad (12.4)$$

Следовательно, квадратичный характер шкалы вольтметра можно исправлять посредством воздействия на зависимость $M = f(\alpha)$. В начале шкалы ее деления неизбежно сильно сжаты по тем же причинам, что и у шкалы приборов с электромагнитным механизмом.

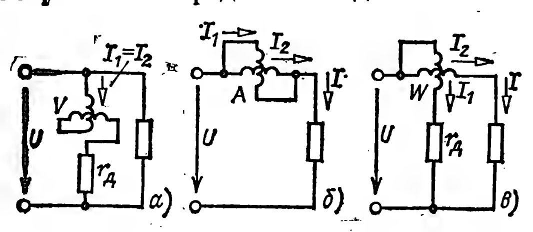


Рис. 12.17.

В электродинамических амперметрах на токи до 0,5 А подвижная и неподвижная катушки также соединяются последовательно. При большем значении измеряемого тока I подвижная и неподвижная катушки соединяются параллельно (рис. 12.17, *б*). В этом случае ток подвижной катушки составляет только часть тока неподвижной, т. е. $I_1 = k_1 I_2$, при этом $I_2 = k_2 I$. Следовательно,

$$M_{вр\,A} = kI^2\,\partial M/\partial\alpha,$$

т. е. вращающий момент у амперметра — квадратичная функция тока, как у вольтметра — квадратичная функция напряжения.

В ваттметре (рис. 12.17, *в*) ток в неподвижной катушке равен току в контролируемой установке, т. е. $I_2 = I$. К цепи подвижной катушки приложено напряжение этой установки, т. е. $I_1 = U/r_V$, где r_V — общее сопротивление цепи напряжения (параллельной цепи) ваттметра.

Подставив в выражение (12.3) значения токов катушек, получим:

$$M_{вр\,W} = (1/r_V)\,P\,\partial M/\partial\alpha, \qquad (12.5)$$

где $UI = P$ — мощность контролируемой установки.

Следовательно (в отличие от вольтметра и амперметра), вращающий момент ваттметра пропорционален значению измеряемой мощности. Чтобы шкала ваттметра была равномерной, нужно лишь выполнить условие $M = k_M\alpha$, где k_M — постоянная, и в этом случае $dM/d\alpha = \text{const}$. Практически при конструировании ваттметра выполнения этого условия добиваются относительно легко, так что большинство ваттметров имеет равномерную шкалу.

Выражение (12.5) получено для постоянного тока. При переменном токе вследствие инерции подвижной части ее отклонение определяется средним значением момента за период:

$$M_{ср} = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{1}{r_V} p \frac{\partial M}{\partial\alpha}\,dt = \frac{1}{r_V}\frac{\partial M}{\partial\alpha}\frac{1}{T}\int_0^T p\,dt,$$

где p — мгновенное значение мощности, а

$$\frac{1}{T}\int_0^T p\,dt = P$$

— активная мощность цепи переменного тока. Следовательно, при переменном токе среднее значение вращающего момента ваттметра

$$M_{ср} = (1/r_V)\,P\,\partial M/\partial\alpha, \qquad (12.6)$$

т. е. аналогично выражению вращающего момента ваттметра в цепи постоянного тока (12.5).

Таким образом, электродинамические приборы пригодны для измерений в цепях как постоянного, так и переменного токов, причем в обоих случаях шкала у приборов одна и та же.

В электродинамическом приборе измеряемые токи возбуждают магнитное поле в воздухе, и оно относительно слабое. Поэтому для получения достаточного вращающего момента нужны катушки измерительного механизма с большими числами витков и собственное потребление энергии прибором относительно велико. Из-за слабого магнитного поля прибор чувствителен к внешним магнитным влияниям («магнитобоязнь»); для защиты от этих влияний приборы имеют экраны. Так как есть ток в подвижной части и условия охлаждения плохие (теплоотдача через слой воздуха), то электродинамические механизмы не допускают сколько-нибудь значительной перегрузки (в особенности амперметры). Наконец, приборы этой системы дорогие. Однако благодаря отсутствию в магнитном поле ферромагнитных сердечников — нелинейных элементов — точность электродинамического прибора может быть высокой, класса 0,2 и даже 0,1.

Достоинства и недостатки электродинамических механизмов определяют область их применения — лабораторные и контрольные измерения в цепях переменного тока, главным образом измерения мощности. В большинстве случаев переносные ваттметры изготовляются электродинамической системы.

Недостатки электродинамических механизмов — чувствительность к внешним магнитным влияниям, малые вращающий момент и устойчивость к перегрузкам — могут быть устранены применением ферромагнитных сердечников. В простейшем случае это может быть цилиндрический сердечник для подвижной катушки, подобный сердечнику в измерительном механизме магнитоэлектрической системы приборов (см. рис. 12.10). Однако применение ферромагнитных сердечников существенно уменьшает точность прибора вследствие влияния гистерезиса и вихревых токов. По этим причинам электродинамические приборы с ферромагнитными сердечниками — *ферродинамические приборы* — для точных измерений малопригодны. Они применяются главным образом в качестве щитовых ваттметров и самопишущих приборов.

Индукционная система. Индукционная измерительная система основана на использовании вращающегося магнитного поля. Если синусоидальные токи в двух катушках, определенным образом ориенти-

рованных в пространстве, не совпадают по фазе, то в части пространства результирующее магнитное поле этих двух катушек будет вращающимся вокруг некоторой оси. Если на этой оси находится тело из материала с малым удельным сопротивлением, то в нем возникнут вихревые токи. Взаимодействие вихревых токов с вращающимся магнитным полем создает вращающий момент, под действием которого тело придет в движение.

В индукционном измерительном механизме вращающий момент создается воздействием результирующего магнитного поля двух электромагнитов переменного тока на подвижную часть — алюминиевый диск, в котором это поле индуктирует вихревые токи. Электромагниты возбуждаются измеряемыми переменными токами. Поэтому значение вращающего момента зависит от значений токов в обоих электромагнитах и угла сдвига фаз между ними. Это ценное свойство индукционного измерительного механизма положено в основу построения приборов для измерения мощности и энергии в цепях переменного тока.

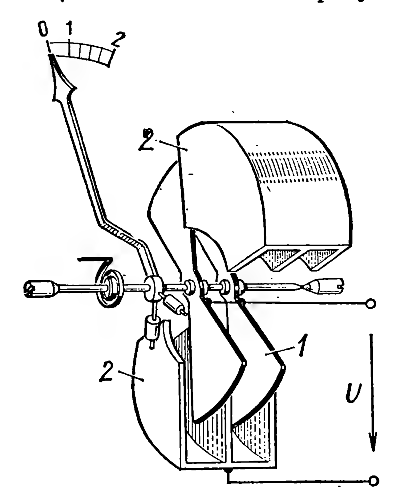


Рис. 12.18.

В течение многих лет индукционный ваттметр был в СССР основным типом щитового ваттметра: вскоре после Отечественной войны его сняли с производства и заменили более точным ферродинамическим ваттметром. Но для счетчиков энергии переменного тока промышленной частоты применяются только индукционные измерительные механизмы, теория которых рассмотрена далее (см. § 12.9).

Прочие системы. В измерительных механизмах приборов *электростатической системы* вращающий момент создается электростатическими силами взаимодействия заряженных электродов.

Среди приборов этой системы наиболее распространен вольтметр. Под действием измеряемого напряжения заряжаются системы подвижных *1* и неподвижных *2* пластин прибора (рис. 12.18). Возникающие при этом электростатические силы притяжения создают вращающий момент. Противодействующий момент создается пружиной.

Изменение полярности напряжения не изменяет направления действия вращающего момента, следовательно, электростатический вольтметр пригоден для измерения постоянного и переменного напряжений. В ряде случаев весьма существенным преимуществом прибора является то, что он практически не потребляет энергии. Однако при небольших напряжениях вращающий момент весьма мал, приходится увеличивать число пластин и вместо установки на кернах подвешивать подвижную часть на нити.

Электростатические вольтметры применяются преимущественно

в лабораториях для измерений в цепях малой мощности и при непосредственных измерениях высоких напряжений.

Приборы *тепловой системы* основаны на использовании для отклонения подвижной части удлинения металлической нити, нагреваемой измеряемым током. К достоинствам этих приборов относится независимость показаний от частоты и формы кривой переменного тока. Однако теми же достоинствами обладают и термоэлектрические приборы. Кроме того, тепловые приборы неустойчивы к перегрузкам, неточны вследствие чувствительности к температурным влияниям и их потребление энергии относительно велико. По всем этим причинам тепловые приборы применяются редко — лишь для измерения токов высокой частоты.

Прочие системы приборов применяются для измерения немногих величин (например, вибрационный принцип для измерения частоты) и будут частично описаны ниже.

Выбор системы прибора зависит от предъявляемых метрологических, эксплуатационных и производственных требований. Если по условиям эксплуатации для измерения переменных токов и напряжений нужны устойчивые к перегрузкам и дешевые приборы, то выбирается электромагнитная система. Если требуются точные приборы, то следует иметь в виду, что классы точности 0,1 и 0,2 при постоянном токе обеспечивают лишь магнитоэлектрические приборы, а при переменном токе — класс 0,2 — электродинамические. Электромагнитные приборы, снабженные сердечником из пермаллоя, могут обеспечить класс 0,5, (0,2 при установке на растяжках), ферродинамические приборы имеют точность не выше класса 1,0, а выпрямительные — класса 1,5. Для измерения мощности применяются приборы электродинамической и ферродинамической систем.

При повышенных частотах (до 1000 Гц) могут применяться электродинамические, электромагнитные с сердечниками из пермаллоя и ферродинамические приборы; при частотах до 10—20 кГц — выпрямительные приборы; наконец, при более высоких частотах (до нескольких мегагерц) — термоэлектрические приборы.

12.8. ЛОГОМЕТРЫ

Отклонение подвижной части у большинства электроизмерительных механизмов зависит от значений токов в их катушках. Но в тех случаях, когда механизм должен служить для измерения величины (сопротивления, индуктивности, емкости, сдвига фаз, частоты и т. д.), не являющейся прямой функцией тока, необходимо сделать результирующий вращающий момент зависящим от величины, подлежащей измерению, и не зависящим от напряжения источника питания.

Для таких измерений применяют механизм, отклонение подвижной части которого определяется только отношением токов в двух его катушках и не зависит от их значений. Приборы, построенные по этому общему принципу, называются логометрами (по-гречески «логос» — отношение). Могут быть построены логометрические механизмы любой электроизмерительной системы с характерной особенностью — отсутствием механического противодействующего момента, создаваемого закручиванием пружин или растяжек.

В качестве простого примера рассмотрим работу магнитоэлектрического логометра с эллипсовидным сечением сердечника.

Подвижная часть такого механизма отличается от обычного механизма с механическим противодействующим моментом тем, что она состоит из двух катушек *1*

и 2 (рис. 12.19, *а*), укрепленных на общей оси и жестко скрепленных между собой под некоторым углом. Токи в эти катушки подводятся через три мягкие серебряные спирали, не создающие при закручивании механического момента (одна из спиралей — общая для цепей токов обеих катушек). Если подвижная часть прибора достаточно хорошо уравновешена, то при отсутствии токов она находится в состоянии безразличного равновесия — стрелка указателя может быть на любом делении шкалы прибора.

Если в цепях обеих катушек есть токи I_1 и I_2, то на подвижную часть действуют два вращающих момента, противоположных по направлению и создаваемых воздействием поля постоянного магнита с индукциями B_1 и B_2 на токи в катушках (12.2):

$$M_{вр1} = w_1 S B_1 I_1$$

и

$$M_{вр2} = w_2 S B_2 I_2,$$

где w_1 и w_2 — числа витков катушек; S — их одинаковая площадь поперечного сечения.

Предположим, что $M_{вр1} > M_{вр2}$. Под действием большего вращающего момента подвижная часть поворачивается, но при этом первая катушка, на которую действует больший вращающий момент, перемещается в более слабое магнитное поле (с меньшим значением индукции B_1 из-за большего воздушного зазора в магнитопроводе). Одновременно вторая катушка, на которую действует меньший вращающий момент, перемещается в область более сильного магнитного поля (воздушный зазор в магнитопроводе меньше и индукция B_2 больше). Таким образом, по мере поворота подвижной части больший вращающий момент убывает, а меньший возрастает. Следовательно, при некотором определенном положении подвижной части должно установиться равновесие моментов: $M_{вр1} = M_{вр2}$.

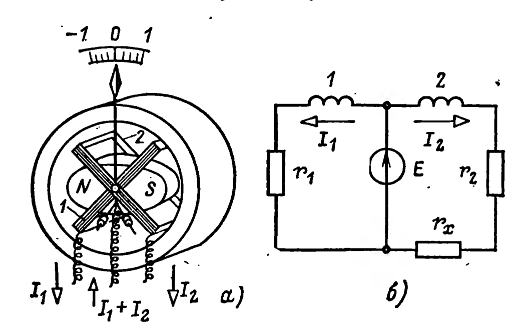


Рис. 12.19.

На схеме (рис. 12.19, *б*) показано включение логометра для измерения сопротивлений. Здесь E — ЭДС источника; r_1 — постоянное сопротивление цепи первой катушки; r_2 — постоянная часть сопротивления цепи второй катушки; r_x — сопротивление измеряемого объекта, находящегося вне прибора. Токи в катушках

$$I_1 = E/r_1; \quad I_2 = E/(r_2 + r_x),$$

и при равенстве вращающих моментов (установившееся отклонение подвижной части)

$$w_1 B_1 / r_1 = w_2 B_2 / (r_2 + r_x),$$

или

$$r_x = r_1 (w_2/w_1)(B_2/B_1) - r_2.$$

Отношение B_2/B_1 определяется конструкцией магнитной цепи прибора и зависит от угла α — положения подвижной части. Следовательно, каждому значению измеряемого сопротивления r_x соответствует определенное положение подвижной части логометра, которое не зависит от ЭДС E.

В действительности неизбежно действует и некоторый механический момент — от неполной уравновешенности подвижной части и от закручивания токоподводящих спиралек.

Будем считать, что вращающие моменты обеих катушек пропорциональны напряжению, причем один из них является некоторой функцией измеряемой величины x и оба момента зависят от угла α положения подвижной части, но эта зависимость раз-

личная: $f_1(\alpha)$ и $f_2(\alpha)$. Таким образом,

$$M_{вр1} = k_1 U f_1(\alpha);$$
$$M_{вр2} = k_2 U f_2(\alpha) f(x).$$

Уравнение равновесия моментов с учетом механического момента:

$$M_{вр1} \pm M_{мех} = M_{вр2},$$

или

$$k_1 f_1(\alpha) \pm M_{мех}/U = k_2 f_2(\alpha) f(x). \qquad (12.7)$$

Следовательно, из-за наличия механического момента показания логометрического механизма зависят от напряжения U, причем это влияние тем больше, чем меньше напряжение. На шкале логометрического прибора указываются низший и высший пределы рабочего напряжения; низший определяется условиями механических влияний, а высший — условиями нагревания измерительных цепей прибора.

В ряде случаев нежелательно безразличное положение подвижной части логометра, так как это может привести к ложному отсчету показания прибора при выключенном источнике питания. Например, на самолете логометр может служить уровнемером бензина в баке и при отключении источника питания показания такого бензиномера могли бы ввести в заблуждение летчика. Чтобы предупредить подобный ложный отсчет, конструкцией логометра предусматривается удаление стрелки за пределы шкалы. Простейшим способом такого удаления стрелки является использование небольшого механического момента, создаваемого неполной уравновешенностью подвижной части.

12.9. СЧЕТЧИКИ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ

Энергия, получаемая потребителями от электростанции или отдаваемая станцией в сеть, учитывается счетчиками электрической энергии.

Подвижная часть показывающих приборов при измерениях поворачивается на некоторый угол; в счетчиках подвижная часть вращается, причем частота ее вращения должна быть пропорциональна мощности контролируемого объекта. Вращающий момент в большинстве счетчиков пропорционален мощности; ему противодействует тормозной момент, пропорциональный частоте вращения подвижной части. Он заменяет в счетчике противодействующий момент показывающих приборов. Для создания тормозного момента в счетчиках обычно применяются устройства магнитоиндукционного успокоения. На ось подвижной части счетчика насаживается алюминиевый диск, который вращается в поле постоянного магнита (рис. 12.20). Этот тормозной момент можно определить следующим образом: в диске наводится ЭДС, прямо пропорциональная потоку постоянного магнита Ф и средней окружной скорости v вращения части диска, находящейся между полюсами:

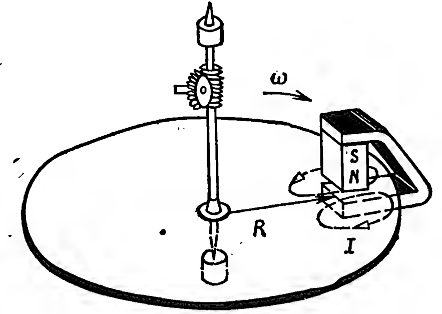


Рис. 12.20.

$$E = k_1 \Phi v = k_1 \Phi \cdot 2\pi R n/60 = k_2 \Phi n,$$

где n — частота вращения диска (оборотов в минуту); R — средний радиус части диска, находящийся между полюсами. Угловая скорость вращения диска $\omega = v/R$.

Под действием этой ЭДС в диске возникает ток, значение которого прямо пропорционально удельной проводимости γ материала диска:

$$I = k_3 E\gamma.$$

Воздействие поля постоянного магнита на ток в диске создает тормозной момент, прямо пропорциональный току и потоку:

$$M_{\text{тор}} = k_4 I\Phi,$$

или после подстановки выражений для тока и ЭДС

$$M_{\text{тор}} = k_5 R\gamma\Phi^2 n = k_{\text{тор}} n. \qquad (12.8)$$

Таким образом, тормозной момент прямо пропорционален частоте вращения диска n, что и требуется для работы счетчика.

Вращающий момент движущего механизма счетчика должен быть прямо пропорционален мощности:

$$M_{\text{вр}} = k_{\text{вр}} P.$$

Этот момент при установившейся частоте вращения подвижной части должен быть равен тормозному моменту. Следовательно, мощность

$$P = k_{\text{тор}} n / k_{\text{вр}}.$$

Интеграл от мощности по времени

$$\int_{t_1}^{t_2} P\,dt = \frac{k_{\text{тор}}}{k_{\text{вр}}} \int_{t_1}^{t_2} n\,dt = \frac{K_{\text{тор}}}{K_{\text{вр}}} N,$$

где N — суммарное число оборотов подвижной части за время $t_2 - t_1$. Величина

$$\int_{t_1}^{t_2} P\,dt = W$$

— это электрическая энергия, израсходованная в контролируемой цепи за тот же промежуток времени $t_2 - t_1$. Таким образом,

$$W = k_{\text{тор}} N / k_{\text{вр}} = C_{\text{сч}} N,$$

где $C_{\text{сч}}$ — *постоянная счетчика.*

Число оборотов подвижной части N регистрирует счетный механизм, соединенный с осью счетчика червячной передачей. Передаточное число между осью и счетным механизмом выбирается так, чтобы счетный механизм показывал непосредственно киловатт-часы, а не числа оборотов подвижной части.

В современных счетчиках могут быть измерительные механизмы индукционной, электродинамической, ферродинамической и магнитоэлектрической систем. Но для измерения энергии переменного тока

применяются только индукционные счетчики, а счетчики электродинамической и ферродинамической систем — только в установках постоянного тока, например, на транспорте, магнитоэлектрические счетчики — лишь для специальных измерений, например в качестве счетчиков ампер-часов аккумуляторных батарей.

Общие особенности устройства счетчиков наглядно можно показать на примере *электродинамического счетчика* (рис. 12.21). Как и ваттметр, счетчик энергии имеет цепь тока (последовательную) и цепь напряжения (параллельную). Первую образуют две неподвижные катушки *1*, ток в которых равен постоянному току *I* контролируемой установки. Этот ток возбуждает главное магнитное поле счетчика и, следовательно, основной магнитный поток движущего элемента счетчика

$$\Phi = k_{\Phi} I,$$

где k_{Φ} — постоянный коэффициент.

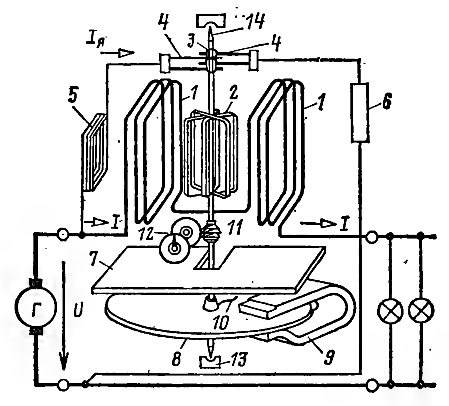


Рис. 12.21.

На оси подвижной части прибора укреплены три катушки *2* — якоря счетчика, их концы присоединены к укрепленным на оси и изолированным друг от друга пластинам коллектора *3*. По коллектору скользят щетки *4*, через которые ток $I_я$ поступает в катушки якоря. На рис. 12.22 показана схема подключения катушек якоря к пластинам коллектора. Электродинамическая сила воздействия главного магнитного поля на катушки с токами якоря заставляет катушки поворачиваться вокруг оси, а наличие коллектора обеспечивает непрерывность вращения якоря — коллектор и щетки изменяют направление тока в катушке, когда она приближается к положению, в котором направление ее магнитного потока совпадает с направлением главного потока. В цепь якоря (рис. 12.21) включен добавочный резистор *6* с большим сопротивлением $r_д$, и так как цепь якоря находится под напряжением *U* контролируемой установки, то ток в якоре

$$I_я = (U - E_я)/(r_я + r_д),$$

где $E_я$ — ЭДС, индуктируемая в катушках якоря при их вращении в главном магнитном поле; $r_я$ — сопротивление якоря. Счетчик рассчитывается так, что ЭДС $E_я \ll U$ и ею можно пренебречь и считать:

$$I_я = k_U U.$$

Так как в счетчике находится электродинамический механизм, то его вращающий момент (12.3) пропорционален произведению токов подвижной и неподвижной катушек $II_я \partial M/\partial\alpha$, или

$$M_{вр} = k_{вр} UI = k_{вр} P,$$

где $k_{вр}$ — постоянный коэффициент пропорциональности. Отметим, что при вращении якоря этот момент периодически изменяется (пульсирует) из-за относительного перемещения катушек, а здесь записано его среднее за оборот значение.

Для получения тормозного момента в счетчике использовано магнитоиндукционное торможение: поле постоянного магнита *9* (рис. 12.21) воздействует на насаженный на ось счетчика тормозной алюминиевый диск *8*. Катушки защищены от поля постоянного магнита экраном *7*. Следовательно, в счетчике создается тормозной момент (12.8), прямо пропорциональный частоте вращения *n* якоря.

Таким образом, в счетчике выполнены оба условия, обеспечивающие прямую пропорциональность между частотой вращения оси счетчика и количеством учиты-

ваемой энергии. На чувствительность и точность счетчика может заметно влиять трение в счетном механизме (*11* и *12*), щеток о коллектор и в подшипниках *13* и *14*. Особенно существенно снижение чувствительности, вызываемое трением; из-за него при малых нагрузках счетчик не будет вращаться, т. е. не будет учитываться потребляемая энергия. Чтобы исключить этот недостаток, все счетчики снабжаются компенсаторами трения. В электродинамическом счетчике компенсатором трения служит небольшая катушка *5*, включенная последовательно в цепь якоря. Магнитное поле этой катушки воздействует на ток $I_я$ катушек *2* и создает вращающий момент, пропорциональный произведению токов катушки и якоря. Так как это один и тот же ток $I_я = k_U U$, то вспомогательный вращающий момент

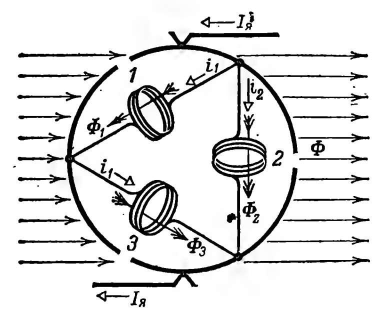


Рис. 12.22.

$$M_{всп} = k_{всп} U^2.$$

Этот момент счетчика не зависит от тока нагрузки. Он должен уравновешивать момент сил трения $M_{тр}$, т. е. желательно, чтобы $M_{всп} = M_{тр}$.

Таким образом, полное уравнение моментов счетчика такое:

$$M_{вр} + M_{всп} = M_{тор} + M_{тр}.$$

Однако наличие постоянного момента $M_{всп}$, не зависящего от нагрузки, создает опасность самохода счетчика — безостановочного вращения якоря при отсутствии нагрузки. Самоход может возникнуть из-за увеличения момента $M_{всп}$ вследствие повышения напряжения U или же из-за уменьшения момента $M_{тр}$, например вследствие вибраций стены, на которой укреплен счетчик. Для предупреждения самохода счетчик снабжается тормозным крючком *10* — куском стальной проволоки, припаянной к оси счетчика или к диску и притягиваемой тормозным магнитом *9*. Эту силу притяжения вспомогательный момент не может преодолеть. Но если диск счетчика начал вращаться, то притяжение тормозного крючка не изменяет средний вращающий момент счетчика, так как в течение одной половины оборота притяжение замедляет вращение диска, а в течение другой половины оборота ускоряет.

Для регулирования частоты вращения счетчика переставляют тормозной магнит вдоль радиуса диска, а для регулирования чувствительности изменяют положение катушки компенсатора трения.

Электродинамический счетчик в принципе может работать и в цепи переменного тока, но выгоднее применять при переменном токе более простой, дешевый и выносливый к перегрузкам индукционный счетчик.

Схема устройства однофазного *индукционного счетчика* показана на рис. 12.23.

В индукционном счетчике алюминиевый диск должен пронизывать не менее чем два переменных магнитных потока; при этом вращающий момент создается вследствие взаимодействия одного переменного потока с током, индуктируемым в диске другим переменным потоком. При наличии только одного переменного потока диск счетчика безостановочно вращаться не может.

Чтобы получить в общей форме выражение вращающего момента приборов индукционной системы, предположим, что подвижную часть — диск пронизывают два переменных магнитных потока:

$$\Phi_1 = \Phi_{1m} \sin(\omega t + \psi) \text{ и } \Phi_2 = \Phi_{2m} \sin \omega t$$

(рис. 12.24). Они индуктируют в соответствующих контурах диска ЭДС, каждая из которых отстает по фазе от индуктирующего ее по-

тока на четверть периода:

$$e_1 = -d\Phi_1/dt = -\omega\Phi_{1m}\cos(\omega t + \psi);$$

$$e_2 = -d\Phi_2/dt = -\omega\Phi_{2m}\cos\omega t.$$

Эти ЭДС вызывают в диске вихревые токи i_1 и i_2.

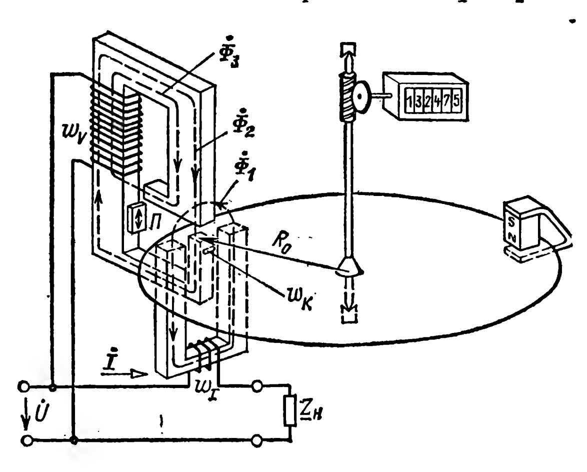


Рис. 12.23.

Исследуя общий характер процесса, можно пренебречь при промышленной частоте 50 Гц индуктивным сопротивлением контуров вихревых токов в диске и считать их совпадающими по фазе с ЭДС:

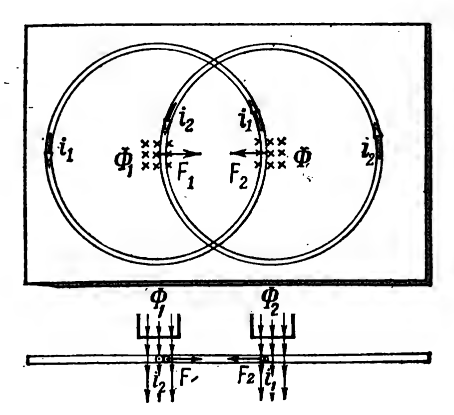


Рис. 12.24.

$$i_1 = e_1/r_{д1} =$$

$$= -(\omega/r_{д1})\,\Phi_{1m}\cos(\omega t + \psi);$$

$$i_2 = e_2/r_{д2} = -(\omega/r_{д2})\,\Phi_{2m}\cos\omega t,$$

где $r_{д1}$, $r_{д2}$ — активные сопротивления контуров. Силы, воздействующие на подвижную часть, пропорциональны соответствующим потокам и токам, т. е.

$$F_1 = k_1\Phi_1 i_2; \qquad F_2 = k_2\Phi_2 i_1,$$

где k_1 и k_2 — постоянные коэффициенты, которые учитывают геометрические параметры механизма.

Эти силы при одинаковом направлении магнитных потоков и одинаковом направлении токов (рис. 12.24) направлены встречно; поэтому среднее значение вращающего момента можно определить через интеграл за период T от произведения разности сил $(F_2 - F_1)$ на пле-

чо R_0 их приложения (рис. 12.23):

$$M_{вр}=\frac{1}{T}\int_0^T (F_2-F_1)R_0\,dt=\frac{\omega R_0}{T}\Phi_{1m}\Phi_{2m}\left[-\frac{k_2}{r_{д2}}\int_0^T \sin(\omega t+\psi)\cos\omega t\,dt+\right.$$

$$\left.+\frac{k_1}{r_{д1}}\int_0^T \sin\omega t\times\cos(\omega t+\psi)\,dt\right].$$

Учитывая, что

$$\int_0^T \sin\omega t\cdot\cos\omega t\,dt=\int_0^T \frac{\sin 2\omega t}{2}\,dt=0;$$

$$\int_0^T \cos^2\omega t\,dt=\frac{T}{2};\quad \int_0^T \sin^2\omega t\,dt=\frac{T}{2},$$

после простых преобразований найдем:

$$M_{вр}=\frac{\omega R_0}{2}\left(\frac{k_1}{r_{д1}}+\frac{k_2}{r_{д2}}\right)\Phi_{1m}\Phi_{2m}\sin\psi,$$

где сопротивления $r_{д1}$ и $r_{д2}$ обратно пропорциональны удельной проводимости γ материала диска (алюминия).

Обозначив постоянный множитель в выражении вращающего момента $k_{вр}$, получим:

$$M_{вр}=k_{вр}\omega\gamma\Phi_{1m}\Phi_{2m}\sin\psi. \tag{12.9}$$

Вращающий момент пропорционален угловой частоте ω, следовательно, индукционный прибор пригоден для измерения в цепи переменного тока одной определенной частоты. Вращающий момент пропорционален также удельной проводимости γ материала диска. Последний изготовляется из алюминия — материала со значительным температурным коэффициентом сопротивления — около 0,004 °С$^{-1}$ (см. табл. 1.2), т. е. изменение температуры диска на 10 °С вызывает изменение вращающего момента на 4 %. Однако в счетчиках вращающий и тормозной моменты в одинаковой степени зависят от электрического сопротивления диска и температурные влияния на показаниях счетчика сказываются мало.

Вращающий момент индукционного прибора (12.9) должен быть в счетчике пропорционален активной мощности $P = UI\cos\varphi$. Для этого необходимо, чтобы один из двух магнитных потоков, например Φ_{2m}, был пропорционален напряжению U, а второй Φ_{1m} пропорционален току I.

Электромагнит цепи напряжения счетчика устроен так, что бо́льшая часть пути магнитного потока Φ_2 проходит по ферромагнитному участку магнитопровода (рис. 12.23). Поэтому можно считать (7.2), что $U = 4{,}44\ fw_V\Phi_{2m} = \Phi_{2m}\cdot\mathrm{const}$.

Электромагнит цепи тока счетчика имеет U-образную форму — его магнитный поток примерно половину пути проходит в воздухе. Так как магнитное сопротивление ферромагнитного участка маг-

нитопровода незначительно по сравнению с магнитным сопротивлением воздушного промежутка, то им можно пренебречь и выразить мгновенное значение потока этого электромагнита следующим образом (6.7):

$$\Phi_1 = \dot{i} w_I / R_м, \qquad (12.10)$$

где $R_м$ — магнитное сопротивление воздушного промежутка. Величины в правой части (12.10), кроме тока i, постоянные, следовательно,

$$\Phi_1 = i \cdot \text{const}$$

и поток Φ_{1m} пропорционален току I.

Вращающий момент счетчика должен быть пропорционален и $\cos\varphi$. Так как в выражении вращающего момента (12.9) содержится лишь одна функция сдвига фаз $\sin\psi$, то необходимо получить $\sin\psi = \cos\varphi$, или $\psi = \pi/2 - \varphi$.

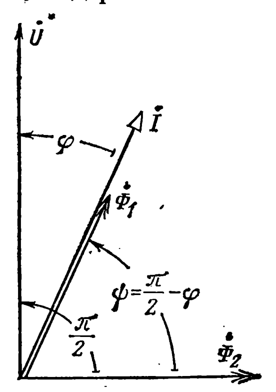


Рис. 12.25.

Можно приближенно считать, что комплекс потока $\dot{\Phi}_1$ совпадает по фазе с током $\dot{I}$ (рис. 12.25). Следовательно, угол сдвига фаз между векторами $\dot{U}$ и $\dot{\Phi}_2$ должен быть равен $\pi/2$, для того чтобы получить $\psi = \pi/2 - \varphi$. Рассмотренная ранее векторная диаграмма (см. рис. 7.8) катушки с магнитопроводом (см. рис. 7.7, *а*) показывает, что сдвиг фаз между вектором напряжения, приложенного к катушке, и вектором потока в магнитопроводе будет равен $\pi/2$, если подобрать соответствующее значение индуктивности рассеяния при неизменных прочих параметрах. В индукционном счетчике предусмотрена такая возможность. Потокосцепление рассеяния с обмоткой напряжения w_V содержит составляющую $w_V\Phi_3$, где Φ_3 — поток, замыкающийся помимо диска. Значение этой составляющей потокосцепления рассеяния можно изменять, регулируя ширину воздушного зазора на пути потока $\dot{\Phi}_3$, например, с помощью подвижной ферромагнитной пластины *П* (см. рис. 12.23).

Момент сил трения в индукционном счетчике существенно меньше, чем в электродинамическом, так как подвижная часть индукционного счетчика легче. Но в обоих счетчиках трение в счетном механизме значительное, поэтому компенсация трения необходима и в индукционном счетчике. Во всех конструкциях индукционных счетчиков для создания вспомогательного момента используется один и тот же общий принцип — нарушение симметрии в магнитной цепи потока Φ_2 (пропорционального напряжению U). Таким образом осуществляется условие для создания вращающего момента индукционным путем. На сердечнике электромагнита укрепляется короткозамкнутый виток медной проволоки $w_к$, охватывающий часть поверхности поперечного сечения сердечника вблизи диска. Магнитное поле тока витка, накладываясь на основное поле, создает под витком небольшой магнитный

поток, сцеплённый с диском; совместно с основным потоком этот поток создает вспомогательный момент, компенсирующий момент трения.

Для учета энергии в трехфазных системах служат счетчики трехфазного тока, в которых два или три движущихся элемента индукционных счетчиков воздействуют на общую ось счетчика и через нее на счетный механизм. Схемы этих счетчиков соответствуют схемам измерения мощности методами двух ваттметров (см. рис. 3.13, *а*) или трех ваттметров (см. рис. 3.14) или некоторым специальным способам измерений.

12.10. ИЗМЕРЕНИЕ СОПРОТИВЛЕНИЙ

Омметр является прибором для измерения сопротивлений методом непосредственного отсчета, т. е. снабжен шкалой, градуированной в омах. В большинстве омметров применяется магнитоэлектрический измерительный механизм: для менее ответственных измерений — магнитоэлектрический механизм, в котором противодействующий момент создается пружинами, а для более ответственных измерений — магнитоэлектрический логометр.

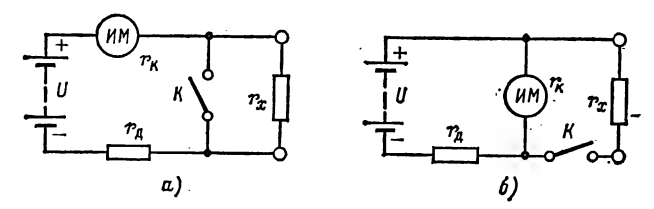


Рис. 12.26.

В омметрах без логометра, предназначенных для измерения больших сопротивлений, измерительный механизм *ИМ* соединяется последовательно с объектом, сопротивление которого измеряется (рис. 12.26, *а*).

По закону Ома ток в цепи

$$I = U/(r_x + r_к + r_д),$$

где U — напряжение гальванической батареи (аккумулятора); r_x — измеряемое сопротивление; $r_к$ — сопротивление катушки измерительного механизма; $r_д$ — постоянное сопротивление добавочного резистора, помещенного внутри корпуса прибора.

При условии, что напряжение неизменно, прибор может быть проградуирован для непосредственного отсчета по его шкале значений измеряемого сопротивления r_x. Нулевому значению тока соответствует деление шкалы $r_x = \infty$, а нулевому значению r_x — значение тока $I = U/(r_к + r_д)$. Для контроля источника питания у прибора есть ключ K, замыкающий накоротко выводы, к которым присоединяется элемент с сопротивлением r_x. При замкнутом контрольном ключе стрелка измерительного механизма должна быть на нулевом делении

шкалы сопротивлений ($r_x = 0$). Шкала у прибора с последовательным соединением весьма неравномерна.

Для измерения малых сопротивлений (порядка десятых долей ома) применяется параллельное соединение измерительного механизма с измеряемым объектом (рис. 12.26, *б*). В этом случае ток через измерительный механизм

$$I = Ur_x/[r_x(r_к + r_д) + r_к r_д].$$

При параллельном соединении нулевому значению сопротивления соответствует нулевое значение тока через измерительный механизм, а при $r_x = \infty$ ток наибольший: $I = U/(r_к + r_д)$. Шкала сопротивлений также весьма неравномерная. При разомкнутом контрольном ключе K стрелка должна быть на делении $r_x = \infty$.

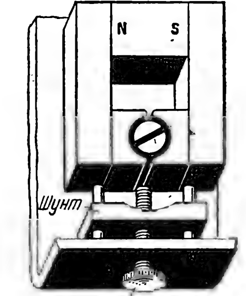


Рис. 12.27.

Напряжение U источника уменьшается с течением времени; поэтому для корректирования работы прибора (в некоторых ограниченных пределах) омметры обоих типов снабжаются регулируемыми магнитными шунтами. Такой шунт представляет собой стальную пластинку, через которую проходит часть магнитного потока постоянного магнита измерительного механизма (рис. 12.27). Положение пластинки по отношению к постоянному магниту можно изменять поворотом винта, укрепленного на корпусе прибора. Таким способом изменяется магнитная индукция в воздушном зазоре прибора, а следовательно, и вращающий момент (12.2). Замкнув контрольный ключ K в цепи рис. 12.26, *а*, и разомкнув K в цепи рис. 12.26, б, следует до тех пор регулировать магнитный шунт, пока стрелка не станет на контрольное деление $r_x = 0$ у омметра с последовательным соединением или $r_x = \infty$ у омметра с параллельным соединением.

Основной недостаток омметров без логометра, помимо зависимости показаний от напряжения U, — малое значение этого напряжения, что особенно существенно при измерениях сопротивления изоляции. Последнее сильно зависит от напряжения; поэтому измерение сопротивления изоляции должно производиться при напряжении не меньшем, чем рабочее напряжение установки. Чтобы получить такое напряжение, в качестве источника применяются индукторы — маленькие магнитоэлектрические генераторы постоянного тока с ручным приводом. Номинальная ЭДС такого индуктора — от 100 до 2500 В.

Повышение напряжения источника питания увеличивает чувствительность измерения (омметры с индукторами обычно именуются *мегаомметрами*[1] в соответствии с пределами их рабочей шкалы). Так как ЭДС индуктора непостоянна — пропорциональна частоте вращения якоря, то измерительным механизмом в мегаомметрах обычно служит магнитоэлектрический логометр. Омметры с лого-

---

[1] Для измерения очень больших сопротивлений — порядка 10^{14} Ом — применяются электронные тераомметры (1 тераом = 10^{12} Ом).

метром изготовляются и при питании от сети переменного тока через выпрямитель.

На рис. 12.28 показаны две основные схемы соединений омметра с логометром и индуктором. По существу эти схемы аналогичны двум схемам рис. 12.26. В обеих схемах последовательно с одной из катушек логометра соединяется резистор с постоянным сопротивлением $r_{д1}$. Вторая катушка логометра для измерения больших сопротивлений (рис. 12.28, *а*) соединяется через добавочный резистор с сопротивлением $r_{д2}$ последовательно с объектом измеряемого сопротивления r_x, а у логометра для измерения малых сопротивлений (рис. 12.28, *б*) вторая катушка включается параллельно с объектом измеряемого сопротивления r_x. При изменении ЭДС *E* индуктора вращающие моменты обеих катушек, направленные в противоположные стороны, изменяются одинаково, т. е. изменение ЭДС не влияет на отклонение подвижной части, которое зависит лишь от отношения сопротивлений цепей двух катушек прибора (12.7). Поэтому можно проградуировать шкалу прибора в единицах сопротивления.

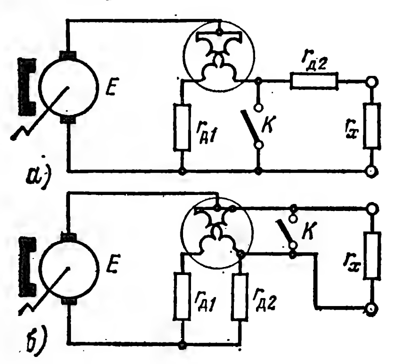


Рис. 12.28.

В некоторых омметрах посредством переключателя один и тот же измерительный механизм соединяется последовательно или параллельно с объектом измеряемого сопротивления. Такой прибор имеет две шкалы — одну для больших сопротивлений (мегаомы) и вторую для относительно малых (килоомы).

12.11. ИЗМЕРЕНИЕ ЧАСТОТЫ

Для измерения промышленной и повышенной частот (примерно до 1000 Гц) применяются *частотомеры* прямого отсчета с измерительным механизмом типа логометра. Цепь одной катушки логометра имеет практически активное сопротивление, и ток в ней зависит только от напряжения, приложенного к этой цепи, и не зависит от частоты. Цепь другой катушки логометра содержит индуктивный и емкостный элементы, поэтому ток в ней зависит от напряжения, так же как и ток в первой катушке, но, кроме того, существенно зависит от частоты. Таким образом, отношение токов двух катушек логометра зависит от частоты, но не зависит от значения напряжения.

Одна из возможных схем такого частотомера со стрелочным указателем дана на рис. 12.29. У этого частотомера две катушки K_1 и K_2 магнитоэлектрического логометра включены в диагонали двух выпрямительных мостов B_1 и B_2. Цепь, питающая мост B_1, содержит только резистивный элемент *r*; поэтому ток в катушке K_1 не зависит от частоты. Цепь моста B_2 содержит соединенные последовательно индуктивный *L* и емкостный *C* элементы. Для рабочего диапазона частот прибора соп-

ротивление этой цепи соответствует восходящей ветви частотной характеристики тока I (ω) (см. рис. 2.47), и при небольшом изменении частоты ток в катушке K_2 изменяется значительно. Поэтому положение равновесия подвижной части логометра сильно зависит от измеряемой частоты напряжения и не зависит от значения напряжения контролируемой установки. Так достигается высокая чувствительность прибора к изменению частоты. Индуктивный $L_ф$ и емкостный $C_ф$ элементы образуют фильтр, защищающий измерительные цепи от влияния высших гармонических составляющих кривой напряжения, если последнее несинусоидально.

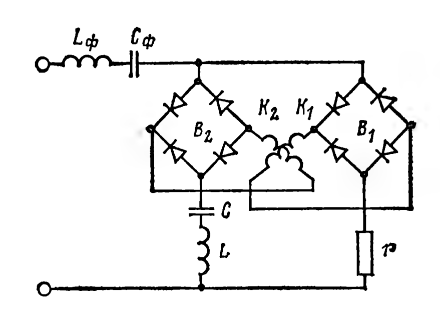


Рис. 12.29.

12.12. МОСТОВОЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ

Мостовые методы измерения применяются для измерения параметров резисторов, катушек индуктивности и конденсаторов. Для измерения параметров катушек индуктивности и конденсаторов необходимы мосты переменного тока. Для измерения сопротивлений резисторов чаще применяются мосты постоянного тока.

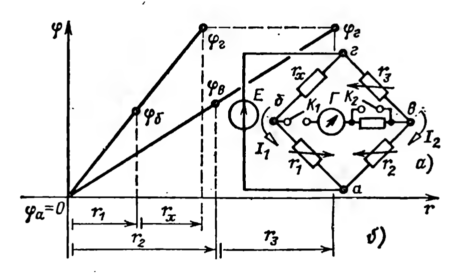


Рис. 12.30.

На рис. 12.30, *а* изображен *четырехплечий мост постоянного тока*. В одну диагональ моста включен источник постоянной ЭДС E, а в другую диагональ при помощи ключей K_1 и K_2 может включаться гальванометр $Г$. В одно плечо моста к точкам *г* и *б* присоединяется резистор с неизвестным сопротивлением r_x. В трех остальных плечах моста находятся резисторы, сопротивления которых известны и могут регулироваться.

На рис. 12.30, *б* изображена потенциальная диаграмма (см. § 1.7) правой и левой ветвей моста при разомкнутом ключе K_1, причем потенциал точки *а* принят равным нулю ($\varphi_a = 0$). По направлению отклонения стрелки гальванометра при замыкании ключа K_1 можно сделать вывод о знаке разности потенциалов $\varphi_б - \varphi_в$ и необходимости изменения сопротивлений регулируемых резисторов (в данном случае увеличении сопротивления резистора r_1 или r_3 или уменьшении сопротивления резистора r_2) для достижения равновесия моста ($\varphi_б = \varphi_в$). При режиме моста, близком к равновесию, для увеличения чувствительности гальванометра замыкается ключ K_2.

При равновесии моста потенциалы точек *б* и *в* одинаковы ($\varphi_б = \varphi_в$), т. е.

$$r_1 I_1 = r_2 I_2; \quad r_x I_1 = r_3 I_2.$$

Разделив почленно первое равенство на второе, найдем значение измеряемого сопротивления:

$$r_x = r_1 r_3 / r_2. \tag{12.11}$$

Схемы четырехплечих мостов переменного тока весьма разнообразны. Рассмотрим простейшие из них.

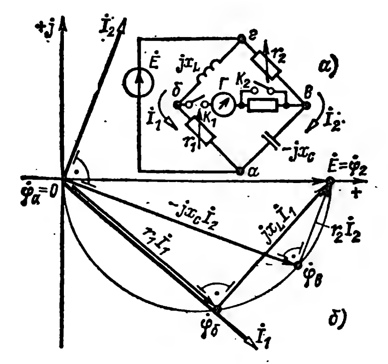


Рис. 12.31.

На рис. 12.31, *а* и *б* приведены одна из разновидностей схемы *четырехплечего моста переменного тока* и его потенциальная диаграмма на комплексной плоскости (см. § 2.23) при разомкнутой цепи гальванометра. Так как треугольники напряжений правой и левой ветвей моста прямоугольные, то концы векторов, изображающих потенциалы точек *б* и *в*, находятся на полуокружности с диаметром, равным ЭДС $\dot{E} = E$. Изменяя параметры регулируемых элементов моста, можно совместить потенциалы точек *б* и *в*. Равновесие моста ($\dot{\varphi}_б = \dot{\varphi}_в$) фиксируется при помощи гальванометра. Назначение ключей K_1 и K_2 то же, что и у моста постоянного тока.

При равновесии моста из равенства треугольников напряжений следует:

$$r_1\dot{I}_1 = -jx_C\dot{I}_2; \quad jx_L\dot{I}_1 = r_2\dot{I}_2. \tag{12.12}$$

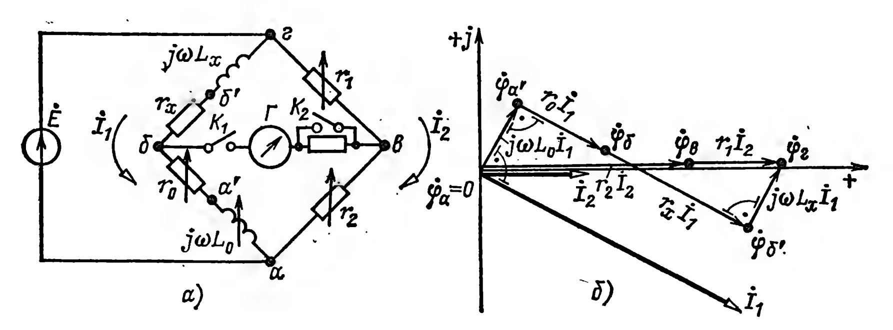


Рис. 12.32.

Разделив почленно одно уравнение на другое и учитывая, что $x_L = \omega L$ и $x_C = 1/\omega C$, получим:

$$L = r_1 r_2 C. \tag{12.13}$$

Выражение (12.13) показывает, что при помощи моста переменного тока можно измерять параметры индуктивного (емкостного) элемента, если параметры других элементов моста известны.

При исследовании реальных катушек необходимо знать параметры ее эквивалентной схемы замещения (см. рис. 7.7, *а*), состоящей из последовательного соединения резистивного и индуктивного элементов. Параметры L_x и r_x эквивалентной схемы замещения катушки могут быть измерены при помощи моста, схема которого показана на рис. 12.32. На рис. 12.32, *б* приведена потенциальная диаграмма такого моста. При равновесии моста потенциалы точек *б* и *в* совпадают ($\varphi_б = \varphi_в$), откуда следует, что

$$L_x = L_0 r_1 / r_2; \quad r_x = r_0 r_1 / r_2.$$

Возможны и другие типы мостов переменного тока, при помощи которых можно измерять параметры элементов эквивалентных схем замещения различных объектов.

12.13. КОМПЕНСАЦИОННЫЙ МЕТОД ИЗМЕРЕНИЯ

Основное назначение компенсационного метода — это измерение малых ЭДС, например термопары, и градуировка электроизмерительных приборов.

Простейшая принципиальная схема для измерения малых ЭДС показана на рис. 12.33. Вспомогательный источник регулируемого постоянного тока I (реостатом с сопротивлением $r_р$) подключен к потенциометру с сопротивлением $r_п$. Разность потенциалов точек a и b последнего уравновешивает измеряемую ЭДС ($E_x = U_{ab}$), а разность потенциалов точек c и d — ЭДС образцовой меры — ЭДС нормального элемента ($E_{н,э} = U_{cd}$).

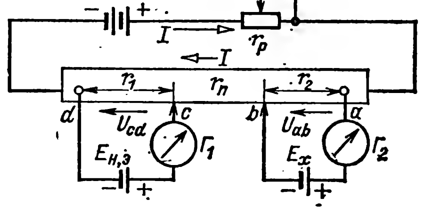


Рис. 12.33.

Для компенсации измеряемой E_x и нормальной $E_{н,э}$ ЭДС нужно перемещать подвижные контакты b и c до тех пор, пока гальванометры $Г_2$ и $Г_1$ не покажут отсутствие токов.

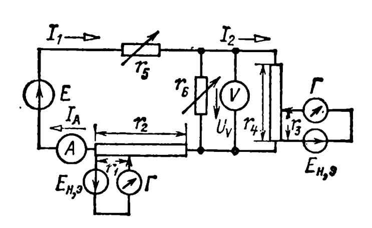


Рис. 12.34.

Значение ЭДС $E_{н,э}$ известно точно, поэтому после компенсации ЭДС $E_{н,э}$ по отмеченному значению сопротивления r_1 рассчитывается точное значение тока в потенциометре $I = E_{н,э}/r_1$. Значение измеряемой ЭДС определяется из условия $E_x = U_{ab} = r_2 I = (r_2/r_1) E_{н,э}$, в котором значения r_1 и r_2 отсчитываются на шкале потенциометра.

Важное преимущество компенсационного метода — возможность измерять (или использовать для управления) ЭДС объектов малой мощности.

На рис. 12.34 приведена схема компенсационного метода градуировки амперметра и вольтметра. Установив положения движков потенциометров так, чтобы токи нормальных элементов равнялись

нулю, и зная сопротивления потенциометров, получим соответствие между отклонениями стрелок амперметра и вольтметра и значениями измеренных токов

$$I_A = I_1 = E_{н.э}/r_1; \quad U_V = r_4 I_2 = E_{н.э} r_4/r_3.$$

Изменяя сопротивления регулируемых резисторов r_5 и r_6, можно проградуировать шкалы амперметра и вольтметра.

12.14. ЭЛЕКТРОННЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ. ЭЛЕКТРОННЫЙ ВОЛЬТМЕТР

Одним из основных недостатков показывающих вольтметров с электромеханическими измерительными механизмами является относительно малое сопротивление цепи вольтметра (5—10 кОм), которое принято называть его входным сопротивлением. Объясняется это тем, что для получения достаточно большого вращающего момента, действующего на подвижную часть измерительного механизма в таких приборах, необходимо, чтобы ток в катушках (рис. 2.11, 2.16 и др.) был достаточно большим. Такими вольтметрами нельзя пользоваться при измерении напряжения на резисторе, сопротивление которого соизмеримо с входным сопротивлением вольтметра (см. рис. 12.2).

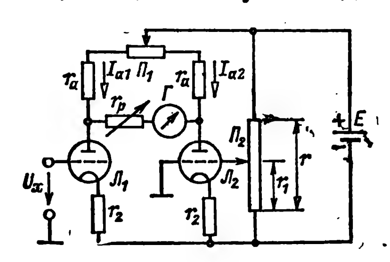


Рис. 12.35.

У *электронных вольтметров* большие входные сопротивления (до 10 МОм), что существенно расширяет возможную область их применения. Кроме того, электронные вольтметры могут иметь очень высокую чувствительность.

Существует много разновидностей электронных вольтметров. Рассмотрим одну из возможных схем (рис. 12.35), выполненную как мост постоянного тока. В два плеча моста включены одинаковые электронные лампы — триоды $Л_1$ и $Л_2$. Потенциометр $П_1$ служит для компенсации различия параметров этих ламп при установке нуля. Равновесие моста определяется по нулевому положению стрелки включенного в диагональ моста показывающего прибора с электромеханическим измерительным механизмом (например, магнитоэлектрическим гальванометром) при короткозамкнутых входных выводах. В этом случае у обеих ламп действуют одинаковые напряжения между сеткой и катодом:

$$U_c = \frac{Er_1}{r} - r_2 I_a,$$

где $I_a = I_{a1} = I_{a2}$ — одинаковые токи ламп.

При помощи потенциометра $П_2$ можно изменять режим работы ламп. Если на вход вольтметра подано измеряемое напряжение U_x, то равновесие моста нарушится и появится ток в диагонали моста.

Отклонение стрелки прибора пропорционально значению измеряемого напряжения. Регулируемый резистор r_p служит для калибровки вольтметра и изменения пределов измерения.

Так как индикатором в электронном вольтметре служит показывающий прибор с электромеханическим измерительным механизмом, то точность электронного вольтметра не может быть выше точности последнего. В действительности точность электронного вольтметра из-за неидентичности ламп ниже точности индикатора. Большое входное сопротивление электронного вольтметра получается вследствие малого сеточного тока лампы $Л_1$. Высокая чувствительность электронного вольтметра объясняется тем, что небольшое изменение измеряемого напряжения приводит к сильной разбалансировке моста и достаточно большому току в диагонали моста, где находится показывающий прибор.

Постоянный ток при помощи электронного вольтметра измеряется косвенно путем измерения падения напряжения, вызываемого этим током на резисторе с малым сопротивлением.

Вместо ламп в электронном вольтметре могут использоваться транзисторы. Однако в этом случае входное сопротивление электронного прибора уменьшается.

12.15. ЦИФРОВЫЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ. ЦИФРОВОЙ ВОЛЬТМЕТР

У показывающих приборов со стрелочным указателем есть общий недостаток — субъективность измерений, так как невозможно точно определить положения стрелки на шкале прибора. Этот недостаток

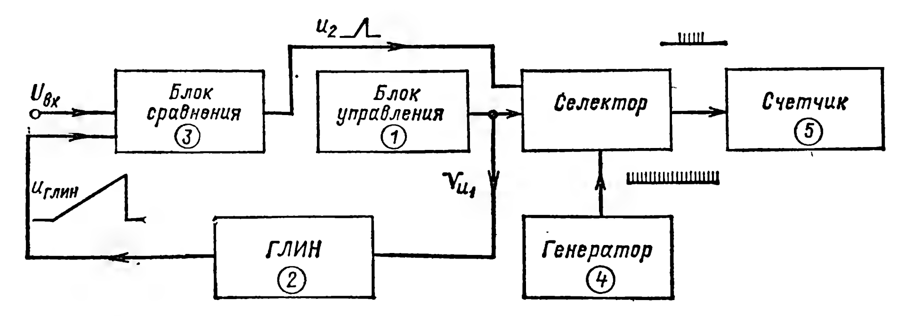


Рис. 12.36.

устранен в *цифровых измерительных приборах* с цифровыми индикаторами. Цифровые измерительные приборы широко применяются для измерения частоты, интервалов времени, напряжения и т. д.

Ограничимся здесь рассмотрением структурной схемы цифрового вольтметра постоянного напряжения (рис. 12.36). На рис. 12.37 приведена совмещенная временна́я диаграмма работы различных блоков структурной схемы.

Совместную работу блоков цифрового вольтметра синхронизирует блок управления *1*, на выходных выводах которого формируются отри-

цательные импульсы напряжения u_1, следующие с частотой f_1. Импульсы напряжения u_1 одновременно включают генератор периодического линейно изменяющегося напряжения ГЛИН *2* и селектор. На выходе ГЛИНа формируется напряжение, нарастающее по линейному закону, $u_{глин} = St$, которое подается на вход блока сравнения *3*. Селектор связывает выход высокочастотного импульсного генератора *4* (частота f_2) со входом счетчика *5*. В блоке сравнения линейнонарастающее напряжение ГЛИНа сравнивается с измеряемым постоянным напряжением $U_{вх}$.

Через интервал времени Δt от начала нарастания напряжение ГЛИНа становится равным измеряемому напряжению (рис. 12.37), т. е. $U_{вх} = S\Delta t$, где S называется крутизной преобразования. В этот момент времени на выходе блока сравнения формируется положитель-

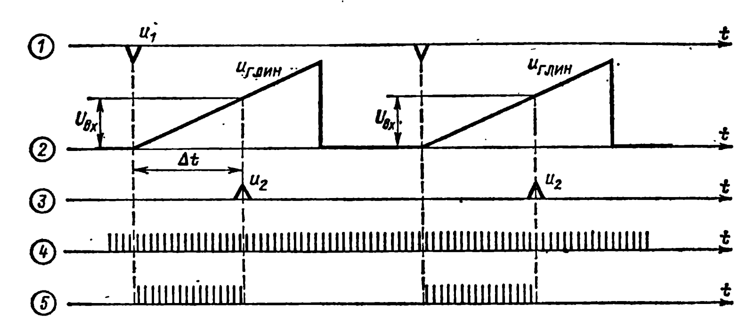


Рис. 12.37.

ный импульс напряжения u_2, который поступает на вход селектора и прекращает связь между выходом высокочастотного генератора и входом счетчика. Таким образом, в цифровом вольтметре измеряемое напряжение сначала преобразуется в пропорциональный интервал времени $\Delta t = U_{вх}/S$, а затем этот интервал времени преобразуется в пропорциональное интервалу число импульсов

$$n = \Delta t f_2 = f_2 U_{вх}/S,$$

которое фиксируется цифровым индикатором.

Так как частота f_2 велика, а крутизна преобразования S мала, то даже малым значениям входного напряжения $U_{вх}$ соответствует большое число импульсов n, что обеспечивает высокие чувствительность и точность прибора. Цифровая индикация результатов измерения обеспечивает объективность отсчета показаний.

12.16. СВЕТОЛУЧЕВОЙ ОСЦИЛЛОГРАФ

Для наблюдения и записи кривых, характеризующих периодические изменения электрических и неэлектрических величин (последних — при посредстве измерительных преобразователей, преобразующих неэлектрические величины в функционально зависящие от них электрические величины) при частоте примерно до 5 кГц, широко применяются *светолучевые осциллографы*. Основные части осциллографа: магнитоэлектрические измерительные механизмы — гальванометры, оптическая система и устройства для фотографирования и визуального наблюдения.

Осциллографические гальванометры, обладающие минимальной инерцией, бывают двух типов: петлевые (рис. 12.38) и катушечные. Ранее изготовлялись только петлевые гальванометры, но при современной приборостроительной технике стало возможным изготовлять легкие подвижные катушки для осциллографов и тем самым существенно повысить чувствительность прибора.

Схема оптической системы дана на рис. 12.39. От яркого источника света 1 через оптическую систему, состоящую из линз *2*, диафрагм *3* и призм *4*, узкий луч света падает на зеркальце *5* подвижной части (в новых осциллографах источником света служат ртутные лампы, свет которых особенно сильно действует на фотоэмульсию). Отразившись от зеркальца, луч фокусируется оптической системой *6* и *8* в виде светлой точки на ленте фотографической бумаги или пленки *7*. При наличии в петле (или катушке) гальванометра тока она под действием электромагнитных сил поворачивается и пропорционально повороту смещается светлая точка на фотобумаге. При изменениях тока колебания светлой точки на неподвижной бумаге изобразятся в виде полоски. Чтобы преобразовать эти колебания в кривую зависимости изменений тока от времени, применяется развертка — лента приводится в движение с равномерной скоростью в направлении, перпендикулярном направлению перемещений светового луча.

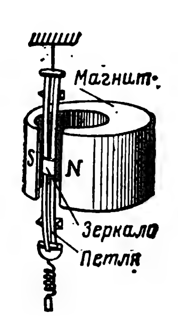


Рис. 12.38.

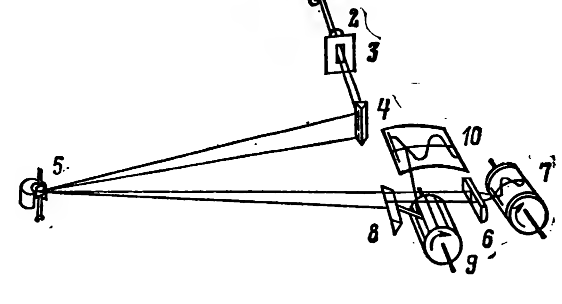


Рис. 12.39.

У большинства осциллографов есть приспособление для непосредственного визуального наблюдения периодических колебаний. С этой целью часть светового луча после отражения от зеркальца вибратора направляется на вращающийся зеркальный многогранник *9*, от которого луч отражается на матовый экран *10* и дает изображение в виде полоски. Если многогранник вращается синхронно с исследуемым периодическим процессом, то определенной фазе процесса в течение каждого его периода будут соответствовать одни и те же углы падения и отражения луча от многогранника. В результате светлая точка будет повторно описывать на экране одну и ту же кривую, что сделает ее доступной для визуального наблюдения.

Для одновременного наблюдения и фотографирования нескольких переменных величин осциллографы снабжаются несколькими гальванометрами (до 24 и более). На зеркальце каждого из этих гальванометров направляется отдельный луч, выделенный из общего луча системой призм и линз. У большинства осциллографов гальванометры можно заменять, их следует выбирать в зависимости от конкретных условий и целей исследования.

Основными характеристиками гальванометра являются частота собственных колебаний и чувствительность по току. Гальванометр записывает без существенных погрешностей процессы, частота которых не больше 0,2 частоты собственных колебаний подвижной части гальванометра (от 500 до 20000 Гц).

Чувствительностью гальванометра по току называется отклонение указателя на экране, измеренное в миллиметрах при токе 1 мА и расстоянии зеркальца от экрана 1 м. Это — величина порядка 1—50 мм/мА в зависимости от типа вибратора. Чем выше чувствительность гальванометра, тем меньше собственная частота измерительного механизма.

12.17. ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ ОСЦИЛЛОГРАФ

Область применения *электронно-лучевого осциллографа* весьма обширна. Основное его назначение — визуальное наблюдение на люминесцирующем экране и фотографирование кривых быстро протекающих процессов, но осциллограф легко может быть приспособлен, например, для измерения частоты или снятия различных динамических характеристик [петли гистерезиса (см. рис. 7.10), характеристик электронных ламп и полупроводниковых приборов и т. п.].

Электронно-лучевая трубка — важнейшая часть электронного осциллографа — состоит из электронного прожектора, отклоняющей системы и экрана. Электронный прожектор создает узкий электронный луч. Посредством отклоняющего устройства измеряемая величина управляет движением луча, который играет роль практически безынер-

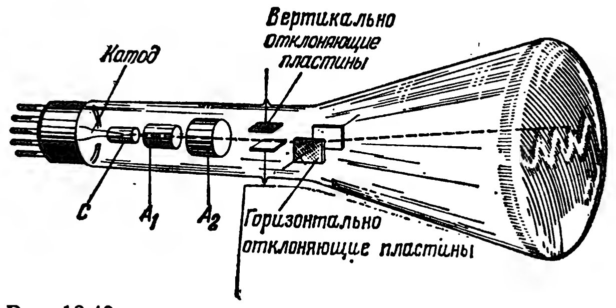


Рис. 12.40.

ционной подвижной части осциллографа. Экран покрыт слоем люминофора, и на нем под действием электронного луча образуется светящееся пятно. При отклонениях луча это пятно движется по экрану и дает изображение кривой исследуемого процесса.

Стеклянная колба трубки имеет форму конуса, переходящего в цилиндр (рис. 12.40). Электронный луч возбуждается и формируется в цилиндрической части трубки, где размещен электронный прожектор («электронная пушка»), состоящий из подогревного катода, управляющего электрода C — модулятора и двух анодов A_1 и A_2.

Катод помещен внутри стаканчика модулятора, который имеет в середине дна отверстие (диафрагму) для электронов, эмиттируемых катодом. На модулятор в осциллографе должно быть подано отрицательное напряжение 20—50 В. Электроны, пролетающие сквозь отверстие модулятора, отталкиваются его отрицательным зарядом, что дает первоначальную фокусировку потока электронов для получения узкого луча. Вместе с тем отрицательный потенциал модулятора отталкивает некоторую часть электронов обратно к катоду; следовательно, регулированием напряжения между модулятором и катодом можно изменять количество электронов в луче и тем самым регулировать яркость светящегося пятна на экране трубки.

Электрическое поле, необходимое для ускорения электронов, обеспечивается высокими положительными потенциалами двух анодов

A_1 и A_2 — полых цилиндров с одной или более диафрагмами, помещенных на пути электронного луча. Последние служат для задержания электронов, сильно уклонившихся от оси луча.

Напряжение между первым анодом A_1 и катодом составляет от одной десятой до одной трети напряжения между вторым анодом A_2 и катодом, равного 600—5000 В.

Для отклонения электронного луча в горизонтальном и вертикальном направлениях в осциллографах есть две пары отклоняющих пластин. Исследуемое периодическое напряжение подается на вертикально отклоняющие пластины, вследствие чего происходит отклонение луча в вертикальном направлении (по оси ординат). Горизонтально отклоняющие пластины необходимы для развертки исследуемого напряжения во времени (по оси абсцисс). Для этого в большинстве случаев на эти пластины подается периодическое пилообразное напряжение.

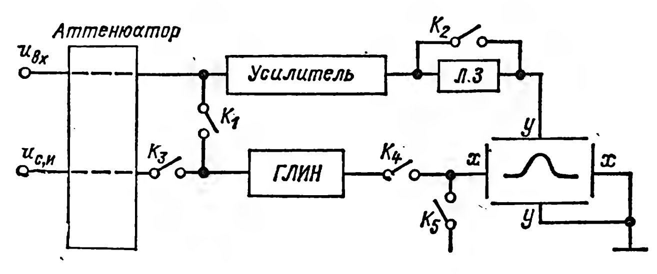


Рис. 12.41.

Структурная схема осциллографа (рис. 12.41) состоит из ряда блоков и ключей, при помощи которых можно получить различные режимы работы осциллографа.

Электронный осциллограф может работать в следующих основных режимах: в режиме внутренней синхронизации, в режиме внешней синхронизации, в автоматическом режиме и режиме специальной развертки.

Входной блок электронного осциллографа — аттенюатор — представляет собой калиброванный делитель напряжения, при помощи которого можно уменьшить напряжение входного сигнала, а также напряжение синхронизирующих импульсов в нужное число раз.

В *режиме внутренней синхронизации* включены ключи K_1, K_4 и напряжение входного сигнала $u_{вх}$ через аттенюатор поступает на вход усилителя и вход генератора линейно изменяющихся напряжений — ГЛИН. Напряжение с выхода ГЛИНа поступает на горизонтально отклоняющие пластины x — x осциллографа, и изображение электронного луча на экране начинает двигаться в горизонтальном направлении. Для того чтобы входной сигнал, поступающий после усиления на вертикально отклоняющие пластины y — y, был расположен в центре экрана, его необходимо, прежде чем подавать на эти пластины, задержать на некоторое время Δt при помощи линии задержки *ЛЗ* (рис. 12.42, *а*).

Недостатком режима внутренней синхронизации является возможное искажение исследуемого входного сигнала линией задержки.

В *режиме внешней синхронизации* включены ключи K_2 — K_4 и запуск ГЛИНа осуществляется специальным импульсом синхронизации $u_{с,и}$, который предшествует входному сигналу $u_{вх}$ на время Δt (рис. 12.42, *б*). В этом случае линия задержки не нужна и можно получить более точное воспроизведение входного сигнала.

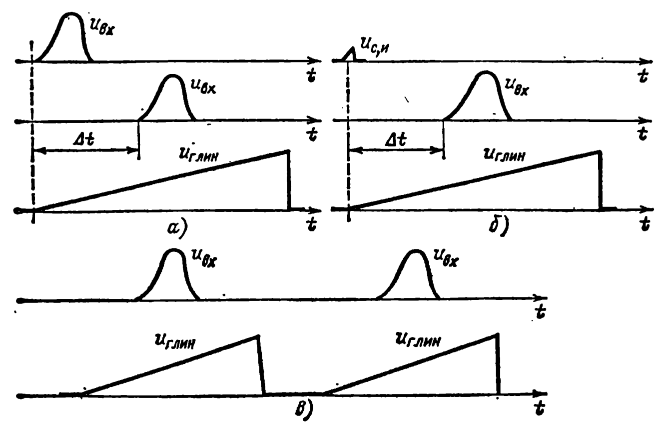


Рис. 12.42.

В *автоматическом режиме* включены ключи K_2, K_4 и на выходе ГЛИНа получается пилообразное напряжение с частотой $f_г$. Если частота $f_г$ совпадает с частотой периодического напряжения на входе осциллографа или кратна ей, то на экране осциллографа наблюдается неподвижное изображение (рис. 12.42, *в*).

В *режиме специальной развертки* включены ключи K_2, K_5 и на горизонтально отклоняющие пластины осциллографа подается какое-либо специальное периодическое напряжение u_x. Поэтому при помощи осциллографа можно проводить некоторые специальные измерения. Например, если на пластины x — x подано синусоидальное напряжение

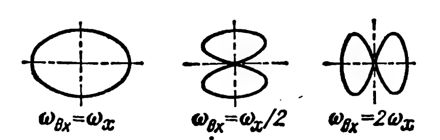


Рис. 12.43.

$$u_x = U_m \sin \omega_x t,$$

то можно измерить угловую частоту входного напряжения, если оно также синусоидальное с угловой частотой $\omega_{вх}$, кратной угловой частоте ω_x. В зависимости от кратности отношения угловых частот $\omega_{вх}/\omega_x$ на экране осциллографа наблюдаются различные фигуры (рис. 12.43).

Чувствительностью осциллографа называется отношение вертикального отклонения светового пятна на экране в миллиметрах к значению входного напряжения в вольтах. Чувствительность самой трубки без усилителя относительно низкая, порядка 0,5—1 мм/В. Однако

применение усиления повышает чувствительность осциллографа до 1—2 мм/мВ.

Для фотографирования кривых с экрана осциллографы снабжаются специальными приставками.

ГЛАВА ТРИНАДЦАТАЯ

МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

13.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электрические машины постоянного тока (двигатели и генераторы) находят широкое применение в различных областях техники. Основное достоинство двигателей постоянного тока заключается в возможности плавного регулирования частоты вращения и получения больших пусковых моментов. По этой причине двигатели постоянного тока широко используются в качестве тяговых двигателей на электрическом транспорте, а также для привода различного технологического оборудования.

Электрические машины постоянного тока малой мощности применяются в системах автоматического регулирования, где они используются не только для привода исполнительных механизмов, но и как датчики частоты вращения подвижных частей регулируемой системы.

Генераторы постоянного тока находят применение в системах электропитания специального оборудования, например в радиотехнических установках, при зарядке аккумуляторов, для питания электролитических ванн и т. д.

Общим недостатком электрических машин постоянного тока является их конструктивная сложность, связанная главным образом со щеточно-коллекторным аппаратом. Кроме того, в коллекторно-щеточном аппарате, осуществляющем постоянную перекоммутацию цепей электрической машины, возникает искрение. Это снижает надежность машин и ограничивает область их применения. Существенным недостатком применения двигателей постоянного тока является необходимость предварительного преобразования для них электрической энергии переменного тока в электрическую энергию постоянного тока.

13.2. УСТРОЙСТВО МАШИНЫ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Машина постоянного тока в основном состоит из неподвижной части, служащей для возбуждения главного магнитного поля, и вращающейся части, в которой индуктируется ЭДС. Токи от этой ЭДС, взаимодействуя с главным магнитным полем, создают тормозной момент в генераторном режиме и вращающий момент в двигательном.

Неподвижная часть состоит из станины (рис. 13.1), на которой укрепляются основные (главные) полюсы для возбуждения главного

магнитного потока и дополнительные для улучшения коммутации (см. § 13.7) в машине.

Главный полюс состоит из сердечника полюса, набранного из листовой стали и укрепленного болтами на станине, и катушки обмотки возбуждения. Сердечник на свободном конце снабжается полюсным наконечником для создания требуемого распределения магнитной индукции вдоль окружности якоря.

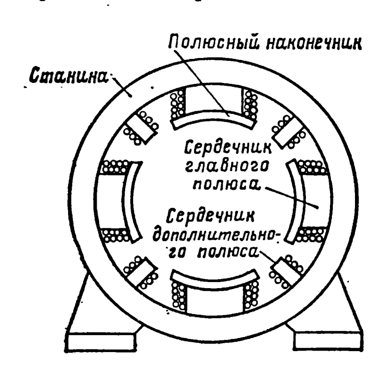


Рис. 13.1.

Станина является ярмом машины, т. е. частью, замыкающей магнитную цепь главного потока Ф (рис. 13.2). Она изготовляется из литой стали, так как магнитный поток в ней относительно постоянен. Дополнительные полюсы устанавливаются на станине между основными. На сердечниках дополнительных полюсов располагаются обмотки, которые соединяются последовательно с якорем.

Якорем называют часть машины, в обмотке которой при вращении ее относительно главного магнитного поля индуктируется ЭДС. В машине постоянного тока якорь состоит из зубчатого сердечника, обмотки, уложенной в его пазах, и коллектора, насаженного на вал якоря. Сердечник якоря набирается из листов электротехнической стали (рис. 13.3, *а*) толщиной 0,5 мм, изолированных друг от друга лаком.

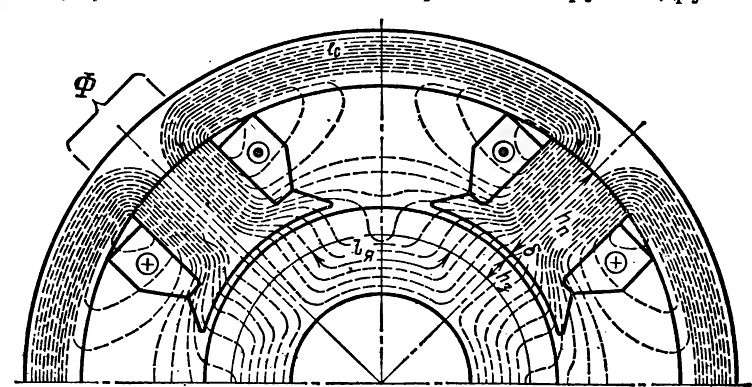


Рис. 13.2.

В пазы сердечника якоря уложена обмотка якоря (рис. 13.3, *б*) обычно состоящая из отдельных секций. Для отвода тока от коллектора служат щетки, установленные в щеткодержателях (рис. 13.4). Щетку *1* к коллектору прижимает пружина *2*. Ток от щетки отводится специальным гибким кабелем. Щеткодержатели надеваются на щеточную траверсу (отверстие *3*), от которой они электрически изолируются. Траверса

крепится соосно с якорем так, что ее можно поворачивать, изменяя положение щеток по отношению к полюсам машины.

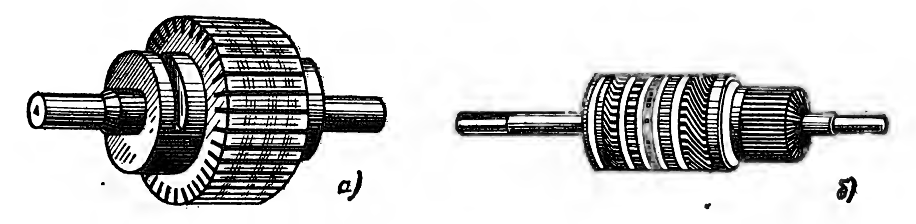


Рис. 13.3.

Характерной частью электрических машин постоянного тока является *коллектор*. Это полый цилиндр, собранный из изолированных друг от друга клинообразных медных пластин *1* (рис. 13.5). Пластины коллектора изолированы также от вала машины. Проводниками *2* они соединяются с витками обмотки, размещенной в пазах якоря. Вращающаяся обмотка соединяется с внешней цепью скользящим контактом между щетками и коллектором.

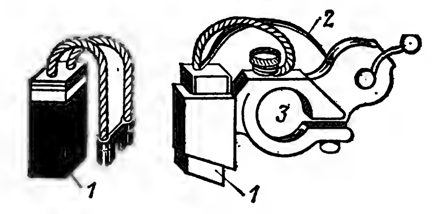


Рис. 13.4.

Как и все электрические машины, машина постоянного тока обратима. Она работает в режиме генератора, если ее вращает первичный двигатель, главное магнитное поле возбуждено, а цепь якоря соединена через щетки с приемником. При таких условиях ЭДС, индуктируемая в обмотке якоря, создает в якоре и приемнике ток.

Взаимодействие тока якоря с главным магнитным полем создает на валу машины тормозной момент, который преодолевается первичным двигателем. Генератор преобразует механическую энергию в электрическую.

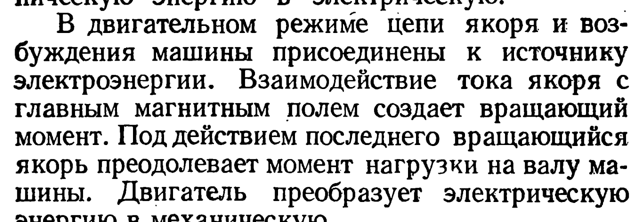
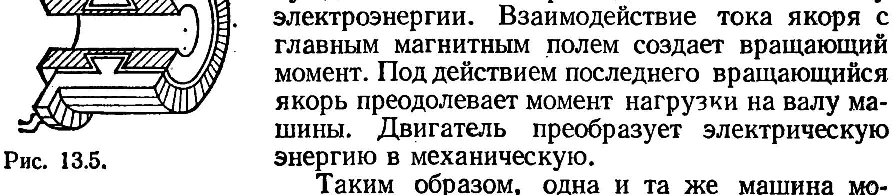



Рис. 13.5.

В двигательном режиме цепи якоря и возбуждения машины присоединены к источнику электроэнергии. Взаимодействие тока якоря с главным магнитным полем создает вращающий момент. Под действием последнего вращающийся якорь преодолевает момент нагрузки на валу машины. Двигатель преобразует электрическую энергию в механическую.

Таким образом, одна и та же машина может быть использована в качестве генератора или двигателя.

Важнейшим классификационным признаком машин постоянного тока является способ возбуждения главного магнитного поля. Одним из них является использование постоянных магнитов на полюсах машины. Во многих современных машинах главное магнитное поле возбуждается с помощью электромагнитов. Для этого используется обмотка возбуждения с током возбуждения, размещенная на сердечни-

ках полюсов машины. Все рабочие характеристики машин постоянного тока при работе как в режиме генератора, так и в режиме двигателя зависят от способа включения цепи возбуждения по отношению к цепи якоря. Соединение этих цепей может быть параллельным, последовательным, смешанным, и, наконец, цепи эти могут быть независимы одна от другой, в соответствии с чем принято различать параллельное, последовательное, смешанное и независимое возбуждение машин. Практически весьма ценно то обстоятельство, что мощность цепи возбуждения при любом способе включения обмотки возбуждения относительно мала — примерно 5% номинальной мощности у малых машин и менее 1% — у машин большой мощности. Это делает возможным экономичное управление работой машины постоянного тока (напряжением генератора, угловой скоростью вращения двигателя).

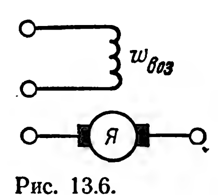


Рис. 13.6.

В *машинах с независимым возбуждением* обмотка возбуждения подключается к независимому источнику электроэнергии (рис. 13.6), благодаря чему ток в ней не зависит от напряжения на выводах якоря машины. Сечение проводов обмотки возбуждения в этих машинах выбирается в зависимости от напряжения источника тока возбуждения. Характерным для этих машин является независимость главного магнитного потока от нагрузки машины.

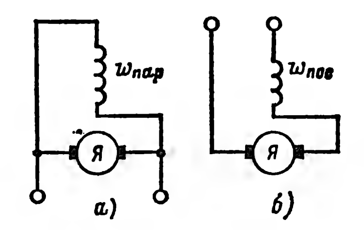


Рис. 13.7.

У *машин с параллельным возбуждением* цепь обмотки возбуждения соединяется параллельно с цепью якоря (рис. 13.7, *а*). В этом случае ток возбуждения $I_в$ во много раз меньше тока якоря (0,05—0,01), а напряжение U между выводами цепей якоря и возбуждения одно и то же. Следовательно, сопротивление обмотки возбуждения ($r_в = U/I_в$) должно быть относительно велико. Обмотка возбуждения машины параллельного возбуждения имеет большое число витков $w_{пар}$ из тонкого провода и благодаря этому обладает значительным сопротивлением. Характерно для машин параллельного возбуждения, работающих в системе большой мощности, постоянство главного магнитного потока и его небольшая зависимость от условий нагрузки машины.

У *машин с последовательным возбуждением* ток якоря $I_я$ равен току обмотки возбуждения (рис. 13.7, *б*), поэтому она выполняется проводом большого сечения. Значение тока $I_я$ в обмотке последовательного возбуждения велико, благодаря чему для получения необходимой МДС ($I_я w_{пос}$) достаточно, чтобы эта обмотка имела малое число витков $w_{пос}$. Следовательно, сопротивление обмотки последовательного возбуждения $r_в$ относительно мало. Для этих машин характерны изменения в широких пределах главного магнитного потока при изменениях нагрузки машины вследствие изменений тока якоря, который является одновременно и током возбуждения.

В *машинах со смешанным возбуждением* на каждом полюсном сердечнике расположены две обмотки (рис. 13.8).

Одна из этих обмоток, подключаемая параллельно якорю, является основной. Создаваемая ею МДС ($I_{пар}w_{пар}$) возбуждает главное магнитное поле.

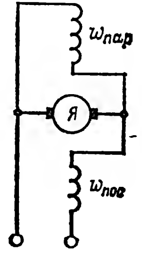


Рис. 13.8.

Вторая обмотка $w_{пос}$ лишь дополнительно воздействует на это магнитное поле. В зависимости от преобладания МДС, созданных последовательной или параллельной обмоткой возбуждения, машина по своим характеристикам может быть машиной последовательного возбуждения с небольшой параллельной обмоткой возбуждения или машиной параллельного возбуждения с небольшой последовательной обмоткой возбуждения. В большинстве машин смешанного возбуждения применяется согласное соединение, т. е. МДС двух обмоток складываются. Встречное соединение, при котором МДС обмоток имеют противоположное направление, применяется в немногих специальных случаях.

13.3. АНАЛИЗ РАБОТЫ ЩЕТОЧНОГО ТОКОСЪЕМА

Во вращающейся обмотке машины постоянного тока индуктируется переменная ЭДС, и для ее выпрямления необходим коллектор.

Процесс выпрямления ЭДС в машине постоянного тока удобно проследить на простейшем примере генератора постоянного тока (рис. 13.9, *а*), в котором отсутствует ферромагнитный сердечник якоря, магнитное поле главных полюсов однородное, а обмотка якоря представляет собой два отдельных витка *1* и *2*, расположенных во взаимно перпендикулярных плоскостях и подключенных к коллектору.

При вращении витков *1* и *2* с угловой скоростью ω по часовой стрелке в них индуктируются ЭДС, положительное направление которых определяется правилом буравчика (см. рис. 2.5, *б*), а значение определяется по (2.15)

$$e_1 = -\frac{d\Phi_1}{dt} = E_m \cos \omega t;$$

$$e_2 = -\frac{d\Phi_2}{dt} = E_m \sin \omega t,$$

где $\Phi_1 = -\Phi_m \sin\omega t$ и $\Phi_2 = \Phi_m \cos\omega t$ — нормальные к плоскостям витков *1* и *2* составляющие главного магнитного потока Φ_m.

Так как виток *1* подключен к пластинам *1* и *3*, а виток *2* — к пластинам *2* и *4* коллектора, то между этими пластинами будут напряжения

$$u_{13} = e_1 = E_m \cos \omega t;$$

$$u_{24} = e_2 = E_m \sin \omega t.$$

При вращении по часовой стрелке внешняя цепь подключается к виткам *1* и *2* через неподвижные щетки, расположенные в вертикальной плоскости, и коллектор так, что за один оборот коллектора его пластины *3*, *4*, *1*, *2*, *3* последовательно контактируют со щеткой *а*,

а пластины *1*, *2*, *3*, *4*, *1* — со щеткой *b*. Следовательно, напряжение между щетками *a* и *b*, т. е. напряжение генератора постоянного тока, будет изменяться в соответствии с временной последовательностью их контактирования с пластинами коллектора $u_{ab} = u_{31}$, $u_{ab} = u_{42}$, $u_{ab} = u_{13}$, $u_{ab} = u_{24}$, $u_{ab} = u_{31}$ (рис. 13.9, *б*, сплошная линия), где

$$u_{31} = -u_{13} = -E_m \cos \omega t;$$

$$u_{42} = -u_{24} = -E_m \sin \omega t.$$

Если изменить направление вращения витков и коллектора, то, во-первых, изменится знак нормальной составляющей главного маг-

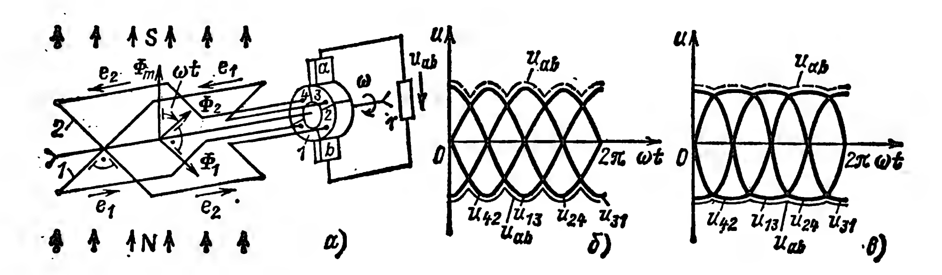


Рис. 13.9.

нитного потока к плоскости витка *1*, т.е. $\Phi_1 = \Phi_m \sin \omega t$, а следовательно, и знак ЭДС, индуктируемой им в этом витке, $e_1 = -\frac{d\Phi_1}{dt} = -E_m \cos \omega t$; во-вторых, за один оборот коллектора со щеткой *a* будут последовательно контактировать пластины *3*, *2*, *1*, *4*, *3*, а со щеткой *b* — пластины *1*, *4*, *3*, *2*, *1*. В соответствии с временной последовательностью контактирования коллектора со щетками будет изменяться и напряжение генератора постоянного тока: $u_{ab} = u_{31}$, $u_{ab} = u_{24}$, $u_{ab} = u_{13}$, $u_{ab} = u_{42}$, $u_{ab} = u_{31}$ (рис. 13.9, *б*, штриховая линия), где

$$u_{13} = e_1 = -E_m \cos \omega t;$$

$$u_{31} = -u_{13} = E_m \cos \omega t;$$

$$u_{24} = e_2 = E_m \sin \omega t;$$

$$u_{42} = -u_{24} = -E_m \sin \omega t.$$

Использование ферромагнитного якоря и полюсных наконечников позволяет получать равномерное распределение индукции *B* в воздушном зазоре δ машины (рис. 13.10) и таким образом уменьшать пульсацию напряжения генератора. Если витки *1* и *2* генератора постоянного тока по схеме на рис. 13.9, *а* расположить в пазах якоря,

вращающегося в магнитном поле главных полюсов ($p = 1$) с полюсными наконечниками, то напряжение генератора (рис. 13.9, *в*) будет иметь меньшую пульсацию, чем при вращении этих витков в однородном магнитном поле (рис. 13.9, *б*).

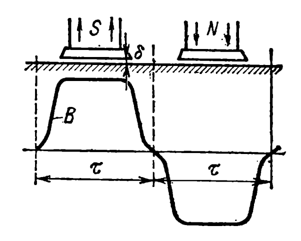


Рис. 13.10.

Если число пар полюсов машины p больше 1, то соответственно должно быть увеличено и число щеток, чтобы соединять между собой параллельные ветви обмотки якоря. На рис. 13.11, *а* такое соединение показано для четырехполюсного ($p = 2$) генератора постоянного тока, в котором две одновитковые обмотки *1* и *2* соединены между собой параллельно. Индуктируемые в витках *1* и *2* одинаковые переменные ЭДС ($e_1 = e_2$) изменяются с угловой частотой 2ω и выпрямляются с помощью коллектора (рис. 13.11, *б*).

В генераторе щетки и коллектор необходимы для выпрямления переменной ЭДС витков обмотки якоря. В двигателе коллектор и щетки

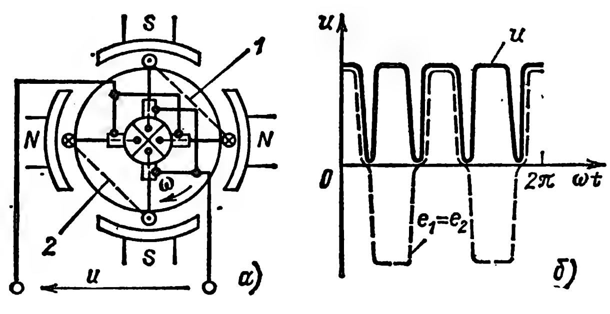


Рис. 13.11.

обеспечивают постоянство направления вращения якоря. Во всех проводниках параллельных ветвей обмотки якоря ток один и тот же: $I = I_я/2a$, где a — число пар параллельных ветвей. Если на все эти проводники действует электромагнитная сила одного и того же направления, то двигатель развивает наибольший вращающий момент. Когда же проводник переходит из области одного полюса в область другого, то одновременно щетки и коллектор производят переключение в нем направления тока. Благодаря этим переключениям сохраняется неизменным направление вращающего момента.

13.4. ОБМОТКИ БАРАБАННОГО ЯКОРЯ

Проводники, уложенные в пазах якоря, должны быть соединены между собой наиболее целесообразным образом, чтобы образовать обмотку якоря машины.

В современных машинах постоянного тока в большинстве случаев используется барабанный якорь. Барабанный якорь представляет собой цилиндр (см. рис. 13.3), собранный из изолированных друг от друга листов электротехнической стали.

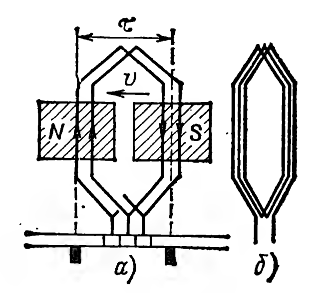


Рис. 13.12.

Каждый из витков обмотки барабанного якоря должен иметь ширину, близкую к ширине полюсного деления τ, для того чтобы ЭДС, индуктируемые в двух сторонах витка, складывались, т. е. для того, чтобы виток охватывал почти весь поток одного полюса машины.

Вместо одного витка в пазы обычно закладывается многовитковая секция (рис. 13.12, *б*). Возможны два основных способа соединения отдельных секций в обмотку. Чтобы присоединить следующую секцию обмотки, можно вернуться под исходный полюс (рис. 13.12, *а*); таким образом при поступательно-возвратном движении вдоль окружности якоря выполняется простая *петлевая обмотка*, называемая также *параллельной обмоткой*. На схемах обмотки показываются не отдельные витки, а только стороны секций. Щетки делят петлевую обмотку на столько параллельных ветвей, сколько полюсов имеет машина, т. е. при петлевой обмотке $a = p$.

Другой способ образования обмотки машины постоянного тока — это соединение между собой секций (рис. 13.13, *б*), лежащих под следующими по окружности якоря полюсами, выполняемое при поступательном движении вдоль окружности якоря (рис. 13.13, *а*). Так выполняется простая *волновая обмотка*, называемая также *последовательной*. Число параллельных ветвей при волновой обмотке равно двум ($2a = 2$) независимо от числа полюсов машины. Чтобы замкнуть волновую обмотку, т. е. включить в нее все секции обмотки, нужно несколько раз обойти окружность якоря. Петлевая обмотка замыкается после одного обхода якоря.

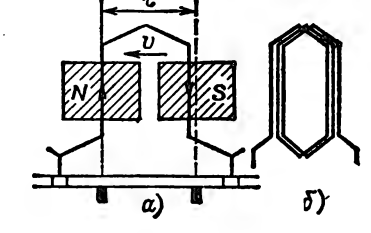


Рис. 13.13.

Простая волновая обмотка применяется для машин малой и средней мощности (до 500 кВт) при напряжении 110 В и выше.

Простой петлевой обмоткой снабжаются двухполюсные машины малой мощности (до 1 кВт) и машины мощностью свыше 500 кВт.

Множественные обмотки получаются путем укладки на якоре m простых обмоток; число параллельных ветвей при этом увеличивается в m раз. Такие обмотки применяются в машинах большой мощности.

13.5. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ МАШИН ПОСТОЯННОГО ТОКА

Для всех машин постоянного тока основными являются уравнения ЭДС, индуктируемой в обмотке якоря, и электромагнитного момента взаимодействия токов якоря и основного магнитного поля машины.

При движении проводника обмотки якоря в магнитном поле под полюсом (рис. 13.14) проводник пересекает магнитные линии и в нем индуктируется ЭДС

$$e_1 = lvB,$$

где l — активная длина проводника; v — окружная скорость якоря.

Это — мгновенное значение ЭДС, изменяющееся в зависимости от изменения магнитной индукции вдоль полюсного деления. Чтобы определить среднее значение этой ЭДС, подставим в ее выражение

среднее значение магнитной индукции $B_{ср}$ под полюсом в пределах полюсного деления:

$$E_{1\,ср} = lvB_{ср}.$$

Окружную скорость v можно выразить через частоту вращения якоря n, об/мин, ширину полюсного деления τ и число полюсов $2p$:

$$v = \pi Dn/60, \quad \pi D = \tau \cdot 2p,$$

где D — диаметр сердечника якоря.

Следовательно,

$$v = 2pn\tau/60$$

и

$$E_{1\,ср} = l\tau \cdot 2pnB_{ср}/60.$$

Учтем, что $l\tau = S_{пол}$ — площадь полюсного деления (рис. 13.14), а $S_{пол}B_{ср} = \Phi$ — магнитный поток одного полюса. Тогда получим:

$$E_{1\,ср} = 2pn\Phi/60.$$

Обмотка якоря состоит из N активных проводников. Щетки делят эту обмотку на $2a$ параллельных ветвей. Таким образом, в пределах каждой параллельной ветви последовательно соединяются $N/2a$ активных проводников; ЭДС якоря — это ЭДС одной параллельной ветви обмотки, а эта последняя равна сумме ЭДС, индуктируемых в составляющих ее проводниках. Следовательно, ЭДС якоря

$$E_я = E_{1\,ср}N/2a,$$

или

$$E_я = \frac{p}{a} N\Phi \frac{n}{60} = c_E\Phi n, \qquad (13.1)$$

где c_E — постоянный для данной машины коэффициент.

У двигателя эта ЭДС направлена против тока и называется *противоэлектродвижущей силой.*

Электродвижущую силу якоря можно регулировать посредством изменения магнитного потока или посредством изменения частоты вращения якоря.

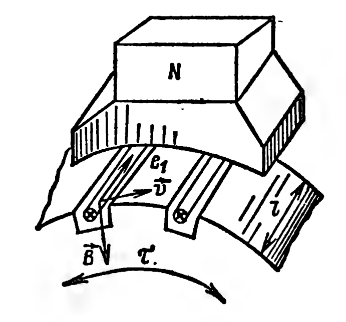


Рис. 13.14.

При работе машины постоянного тока в режиме генератора взаимодействие тока якоря с основным магнитным полем машины создает тормозной момент, который должен преодолевать первичный двигатель. При работе машины в режиме двигателя взаимодействие тока якоря с магнитным полем создает вращающий момент. Направление передачи энергии при этих двух режимах различное, но природа *электромагнитного момента*, воздействующего на якорь, одна и та же.

На каждый из N активных проводников обмотки якоря, находящихся под полюсами машины, воздействует сила $f = lBI$. * Сумма

* Фактически эта сила приложена к зубцам якоря.

этих сил создает электромагнитный момент, воздействующий на якорь:

$$M_{эм} = \frac{D}{2} \sum_{k=1}^{N} f_k,$$

или, если использовать понятие среднего значения индукции под полюсом:

$$M_{эм} = \frac{D}{2} N l B_{ср} I.$$

Окружность якоря выразим через ширину полюсного деления $\pi D = 2p\tau$, а затем заменим $B_{ср} l\tau = \Phi$. Таким образом,

$$M_{эм} = pN\Phi I/\pi.$$

Наконец, вместо тока I одного проводника введем в выражение момента общий ток якоря $I_я = I \cdot 2a$. После этой подстановки

$$M_{эм} = \frac{1}{2\pi} \frac{p}{a} N\Phi I_я = c_M \Phi I_я, \qquad (13.2)$$

где $c_M = c_E \cdot 60/2\pi$ — величина, постоянная для данной машины.

13.6. РЕАКЦИЯ ЯКОРЯ

Реакцией якоря называется воздействие тока якоря на магнитное поле машины. Реакция якоря в большинстве случаев явление нежелательное, искажающее основное магнитное поле и тем самым ухудшающее условия работы машины, поэтому при конструировании машины предусматриваются меры для уменьшения ее влияния.

Пока магнитное поле машины создается только током в обмотке возбуждения ($I_я = 0$), оно симметрично по отношению к оси сердечников полюсов и под полюсами почти равномерно. На рис. 13.15, *а* показано схематически такое поле двухполюсной ($p = 1$) машины. *Геометрическая нейтраль* $n - n'$ — линия, перпендикулярная оси полюсов, разделяющая на дуге якоря области северного и южного полюсов, является в этих условиях и *физической нейтралью* — линией, проходящей через точки окружности якоря, где магнитная индукция равна нулю. Щетки условно показаны опирающимися на якорь (хотя фактически они установлены на коллекторе). Они поставлены по геометрической нейтрали.

Если в обмотке якоря имеется ток, то якорь становится электромагнитом, ось которого направлена по оси щеток (рис. 13.15, *б*). По отношению к оси поля главных полюсов ось поля якоря направлена перпендикулярно — пока щетки стоят на геометрической нейтрали; в этих условиях поле якоря является поперечным полем.

В современных машинах постоянного тока щетки устанавливаются по геометрической нейтрали. Но если щетки смещены с нее, то кроме поперечного поля возникает и продольное поле реакции якоря.

При нагрузке машины реакция якоря, воздействуя на основное поле, создает результирующее поле, характер которого примерно показан на рис. 13.15, *в*. Поток в машине смещается по направлению ее

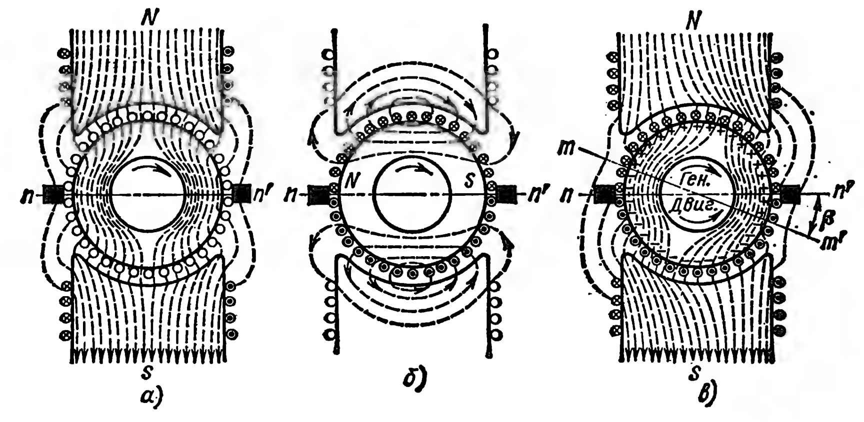


Рис. 13.15.

вращения в генераторном режиме или против направления вращения в двигательном режиме. При этом поток распределяется несимметрично по отношению к оси полюсов — ослабляется под одним краем и усиливается под другим. Вместе с тем в результате реакции якоря физическая нейтраль $m - m'$ смещается по отношению к геометрической на угол β и щетки оказываются вне физической нейтрали.

Рассмотрим, как распределяется магнитная индукция под полюсами вследствие реакции якоря. Пока поле создается только главными полюсами, оно симметрично по отношению к оси полюсов и под полюсами почти равномерно (рис. 13.16, кривая *1*). Обмотка якоря распределена вдоль окружности якоря по пазам. Поэтому ток

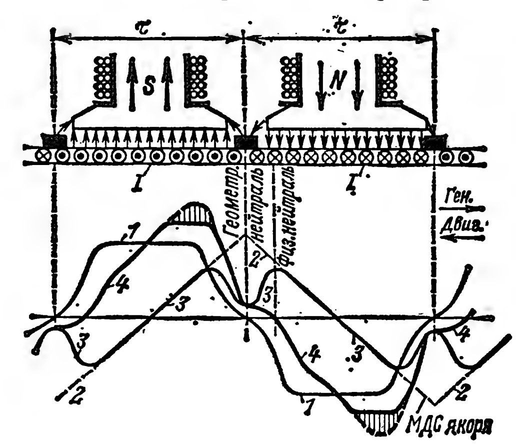


Рис. 13.16.

в обмотке якоря создает МДС, которая изменяется ступенчато вдоль этой окружности. Но так как число пазов довольно велико, то можно заменить ступенчатую кривую прямой. Наибольшее значение МДС якоря достигается на оси щеток (кривая *2*). Если рассматривать поле якоря независимо от главного, то распределение его магнитной индукции будет в большой мере определяться магнитным сопротивлением на

пути потока якоря. Это сопротивление относительно мало и постоянно вдоль окружности под полюсами машины и сильно возрастает в промежутке между полюсами. Вследствие такого влияния кривая *3* — распределения индукции поля якоря — имеет седлообразный характер.

Если сердечники полюсов машины в рабочих условиях не насыщаются, то поле машины при нагрузке можно определить путем наложения на главное поле поля якоря. При таком наложении магнитный поток, возбуждающий ЭДС якоря, остается прежним, но изменится его распределение вдоль окружности якоря (кривая *4*).

При этом физическая нейтраль не будет совпадать с геометрической и так как щетки стоят на геометрической нейтрали, то из-за реакции якоря при нагрузке они окажутся вне физической нейтрали. Вследствие такого смещения в каждой параллельной ветви обмотки между щетками окажутся несколько секций, направление ЭДС которых будет противоположно направлению ЭДС всех остальных секций, что вызовет уменьшение ЭДС якоря $E_я$.

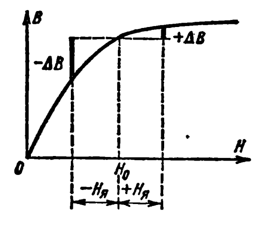


Рис. 13.17.

При работе машины в генераторном режиме это вызывает понижение напряжения, при работе в двигательном режиме — изменение вращающего момента и частоты вращения.

Вместе с тем искажение магнитного поля под полюсами сопровождается значительным местным повышением магнитной индукции. Мгновенные значения ЭДС, индуктируемой в секции обмотки при ее движении, пропорциональны этой индукции. Следовательно, искажение поля может вызвать такое повышение напряжения между соседними пластинами коллектора (свыше 30—50 В), при котором между этими пластинами возможно возникновение весьма опасных устойчивых дуговых разрядов (кругового огня по коллектору).

До сих пор мы не упоминали о влиянии насыщения магнитопровода при реакции якоря. Под одним краем полюса магнитная индукция возрастает настолько, что зубцы якоря и сердечника полюсов вдоль этого участка насыщаются (рис. 13.16, заштрихованная часть графика *4*), в результате чего поле якоря ослабляет основное магнитное поле под одним краем полюса больше ($-\Delta B$, рис. 13.17), чем усиливает это поле под другим краем полюса ($+\Delta B$). Таким образом, реакция якоря вызывает еще уменьшение полезного магнитного потока, которому пропорциональна ЭДС якоря.

Для ослабления реакции якоря при конструировании машины предусматривается увеличение магнитного сопротивления на пути потока якоря — воздушный зазор между якорем и полюсными наконечниками делается относительно большим, а сечение зубцов якоря выбирается таким, чтобы индукция в них была велика. Дальнейшее увеличение индукции вызывает возрастание магнитного сопротивления зубцов, что эквивалентно некоторому увеличению воздушного зазора на пути потока якоря. Однако для поддержания нужного полезного

потока в машине при увеличении магнитного сопротивления необходимо соответствующее увеличение МДС главных полюсов, а следовательно, увеличение габаритов и массы машины.

Для того чтобы предупредить смещение физической нейтрали из-за реакции якоря, большинство современных машин постоянного тока снабжается *дополнительными* полюсами. Эти полюсы необходимы также для улучшения коммутации (см. § 13.7). Они устанавливаются на станине машины по линии геометрической нейтрали. Обмотки дополнительных полюсов соединяются через щетки последовательно с обмоткой якоря так, чтобы направление напряженности поля от дополнительных полюсов было противоположно направлению напряженности поля реакции якоря. Таким образом, дополнительные полюсы компенсируют поле реакции якоря в относительно узкой зоне коммутируемых секций. Тем самым предупреждается смещение физической нейтрали по отношению к геометрической.

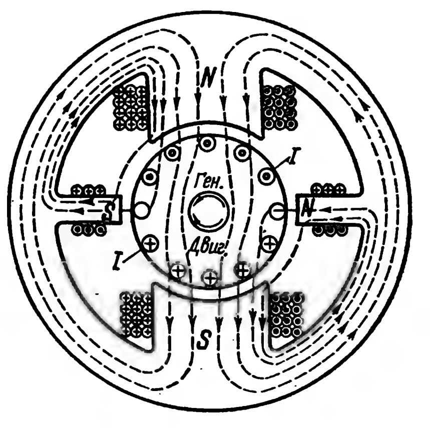


Рис. 13.18.

Благодаря тому что напряженность поля от дополнительных полюсов создается током якоря, компенсация реакции якоря автоматически устанавливается при любых нагрузках машины; при этом необходимо, чтобы магнитная цепь дополнительных полюсов не насыщалась.

При работе машины в режиме генератора дополнительные полюсы должны иметь полярность тех главных полюсов, на которые якорь набегает, а при работе в режиме двигателя — полярность тех главных полюсов, из-под которых якорь выбегает (рис. 13.18).

Дополнительные полюсы не устраняют создаваемые реакцией якоря неравномерное распределение индукции под полюсами и уменьшение полезного потока. В крупных машинах и в машинах, работающих в особо тяжелых условиях (например, часто реверсируемые двигатели), сильное местное повышение индукции под полюсами может вызвать перекрытие изоляционного промежутка между пластинами коллектора, а затем и круговой огонь. Чтобы предупредить возможность такой аварии, необходимо полностью компенсировать реакцию якоря.

Хоть якорь вращается, его магнитный поток остается неподвижным по отношению к станине машины. Следовательно, можно полностью компенсировать действие реакции якоря встречным действием неподвижной (компенсационной) обмотки, размещенной в пазах, сделанных в несколько расширенных полюсных наконечниках главных полюсов (рис. 13.19). Компенсационная обмотка K соединяется последовательно с якорем, таким образом, каждый из ее стержней как бы образует

с находящимся под ним стержнем обмотки якоря бифилярную систему, магнитное поле у которой почти отсутствует.

Компенсационная обмотка дополняет действие дополнительных полюсов, вместе они почти полностью компенсируют реакцию якоря.

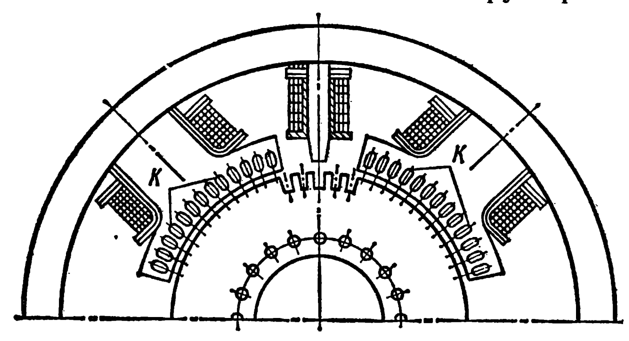


Рис. 13.19.

Однако устройство компенсационной обмотки существенно удорожает машину и увеличивает потери в ней, поэтому компенсационной обмоткой машины постоянного тока снабжаются лишь в тех случаях, когда это крайне необходимо.

13.7. КОММУТАЦИЯ В МАШИНАХ ПОСТОЯННОГО ТОКА

Искрообразование под щетками на коллекторе ведет к быстрому разрушению коллектора, так как электрическая искра обладает весьма высокой температурой и способна разрушать самые твердые металлы и сплавы. По этой причине необходимым условием долговечности машины постоянного тока является отсутствие искрения под щетками.

Причины искрообразования могут быть механическими и электрическими. Механическая причина искрения — это ухудшение контакта между коллектором и щетками, что может быть следствием неровности коллектора, дрожания щеток и т. п.

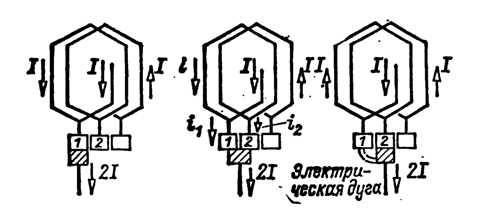


Рис. 13.20.

Неудовлетворительная коммутация является электрической причиной искрения. Коммутацией в электрических машинах называется вся совокупность явлений при изменении направления тока в секциях обмотки якоря во время замыкания щетками этих секций накоротко.

В то время как пластины коллектора, к которым присоединены концы секций, замкнуты щеткой накоротко, секция переходит из одной параллельной ветви обмотки в другую. Сущность процесса коммутации мы можем пояснить на простейшем примере петлевой обмотки якоря (рис. 13.20). Время, в течение которого секция обмотки вращающегося якоря замкнута щеткой накоротко, называется *периодом коммутации* T. За это время ток в секции должен измениться от значения $+I$ до значения $-I$, т. е. на $2I$. Чем быстрее вращается якорь и чем меньше ширина щетки $b_щ$, тем меньше период коммутации:

$$T = b_щ/v_к, \quad (13.3)$$

где $v_к$ — окружная скорость коллектора.

Если бы в коммутируемой секции не индуктировалась никакая ЭДС, то ход процесса коммутации тока в секции определялся бы только соотношениями переходных сопротивлений контактов щетки с двумя пластинами коллектора. Одна из этих пластин постепенно уходит из-под щетки, а вторая входит под щетку. Для упрощения рассуждений будем считать, что ширина щетки не больше ширины одной коллекторной пластины, и пренебрежем небольшими по сравнению с переходным сопротивлением $r_{щ}$ контакта щетки и коллектора сопротивлениями проводников, соединяющих обмотку якоря с коллектором, и самой секции. Во время коммутации щетка касается двух пластин коллектора сразу и образует с ними два переходных сопротивления; каждое из них больше, чем $r_{щ}$, так как площадь соприкосновения щетки с пластиной меньше, чем в том случае, когда щетка стоит на одной пластине, а переходное сопротивление обратно пропорционально площади контакта. Следовательно, переходное сопротивление r_1 контакта с пластиной, уходящей из-под щетки, должно возрастать во время коммутации, достигая бесконечности в конце периода коммутации. Обозначив через t время, протекающее с момента начала коммутации, получим:

$$r_1 = r_{щ}T/(T-t).$$

В то же время переходное сопротивление контакта второй пластины уменьшается:

$$r_2 = r_{щ}T/t.$$

Ток I щетки должен распределиться между двумя пластинами коллектора обратно пропорционально их переходным сопротивлениям:

$$i_1/i_2 = r_2/r_1 = (T-t)/t.$$

Согласно первому закону Кирхгофа ток коммутируемой секции

$$i = i_1 - I,$$

а ток внешней цепи во время коммутации складывается из токов в двух переходных контактах щетки:

$$2I = i_1 + i_2,$$

следовательно,

$$2I = i_1T/(T-t); \quad i_1 = 2I\,(T-t)/T,$$

а ток в коммутируемой секции

$$i = 2I\,(T-t)/T - I = I\,(T-2t)/T.$$

В начальный момент при $t = 0$ этот ток $i = I$, а в конце коммутации при $t = T$ он будет $i = -I$.

Ток I является током лишь одной параллельной ветви обмотки якоря; в общем случае при $2a$ параллельных ветвях ток якоря $I_я = 2aI$, следовательно, ток в коммутируемой секции равен:

$$i = \frac{I_я}{2a}\,\frac{T-2t}{T}. \tag{13.4}$$

Это выражение показывает, что при рассматриваемых идеальных условиях ток в коммутируемой секции является линейной функцией времени (рис. 13.21, *а*).

Такая коммутация называется *прямолинейной* или равномерной. В этом идеальном случае плотность тока под всей щеткой одинакова и неизменна во все время коммутации, благодаря чему отсутствуют коммутационные причины искрения.

Мы рассмотрели простейший случай, когда ширина щетки $b_{щ}$ не больше ширины коллекторной пластины. В действительности щетка всегда перекрывает несколько коллекторных пластин, но это обстоятельство не изменяет линейный характер процесса коммутации при отсутствии в коммутируемой секции индуктированных ЭДС.

Однако в реальных условиях неизбежно возникновение ЭДС самоиндукции в коммутируемой секции; витки секции лежат в пазах ферромагнитного тела — сердечника якоря, следовательно, секция обладает заметной индуктивностью L, поэтому изменение тока при коммутации должно индуктировать в секции некоторую ЭДС самоиндукции e_L. К этой ЭДС добавляется еще ЭДС взаимной индукции e_M, индуктируемая изменениями тока в соседних секциях, коммутируемых одновременно.

Обе эти ЭДС согласно принципу Ленца противодействуют изменению тока в секции, задерживают это изменение. Принято называть результирующую ЭДС, индуктируемую изменениями тока, *реактивной ЭДС*:

$$e_р = e_L + e_M.$$

Ее можно выразить как ЭДС самоиндукции (2.2) через некоторую индуктивность секции $L_с$ и изменение тока во времени:

$$e_р = -L_с \; di/dt.$$

Реактивная ЭДС задерживает изменение тока (рис. 13.21, *б*) и делает коммутацию замедленной в течение большей части периода, но к концу периода, когда уходящая пластина выйдет из-под щетки, ток в секции принудительно примет значение $(-I_я/2a)$. Следовательно, в конце периода неизбежно ускоренное изменение тока в секции, что вызывает увеличение реактивной ЭДС. Одновременно плотность тока под щеткой становится неравномерной. Она сильно возрастает у края пластины, которая выходит из-под щетки, а это может вызывать сильное нагревание краев щетки и пластины коллектора. Обе эти причины могут обусловить искрение — возникновение миниатюрных электрических дуг под щеткой со стороны уходящей пластины коллектора.

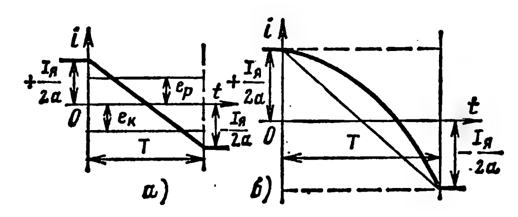


Рис. 13.21.

Для того чтобы уничтожить или хотя бы ослабить вредное действие реактивной ЭДС, необходимо противопоставить ей вторую индуктируемую ЭДС, называемую *коммутирующей ЭДС* $e_к$. Таким образом, условие идеальной коммутации:

$$e_р = -e_к = 0.$$

Коммутирующая ЭДС создается посредством движения витков коммутируемой секции во внешнем магнитном поле. В большинстве случаев $e_к$ индуктируется магнитным полем *дополнительных полюсов* машины $Ф_{д,п}$ следовательно,

$$e_к = -w_с \, dФ_{д,\,п}/dt.$$

При изменениях нагрузки машины изменяется реактивная ЭДС, пропорциональная току якоря, но одновременно в такой же мере изменяется и коммутирующая ЭДС, так как обмотка дополнительных полюсов соединена последовательно с якорем. Таким образом, при изменениях нагрузки не нарушается взаимная компенсация $e_р$ и $e_к$.

Усилив надлежащим образом поле дополнительных полюсов путем увеличения числа витков их обмотки, можно сделать $e_к > e_р$, что обусловит *ускоренную коммутацию*. Она осуществляется в машинах, предназначенных для особо тяжелых условий работы, например частого реверсирования.

В машинах малой мощности для создания коммутирующего магнитного поля вместо дополнительных полюсов применяется *сдвиг щеток* с геометрической нейтрали. При таком сдвиге в коммутируемой секции ЭДС $e_к$ индуктируется главным магнитным полем, причем в генераторе щетки должны быть сдвинуты по направлению вращения якоря, а в двигателе — против направления вращения (см. рис. 13.15, *в*).

Особо опасный случай неблагоприятной коммутации представляет собой *круговой огонь по коллектору*. Это мощная электрическая дуга, замыкающаяся непосредственно по коллектору или даже перекидывающаяся на станину машины, при этом машина может тяжело пострадать. Круговой огонь возникает при резком изменении тока в коммутируемой секции обмотки якоря, что вызывает увеличение реактивной ЭДС, а последняя создает мощную дугу между щеткой и краем уходящей пластины. Эта дуга не гаснет и растягивается вследствие вращения коллектора; в результате непосредственно на коллекторе машины возникает короткое замыкание, разрушающее коллектор и щетки.

13.8. ГЕНЕРАТОР С НЕЗАВИСИМЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

При независимом возбуждении цепь возбуждения и цепь якоря генератора электрически разделены (рис. 13.22), благодаря чему ток возбуждения не зависит от напряжения генератора, а следовательно, от условий нагрузки. Это дает возможность регулировать магнитный поток, а вместе с ним и напряжение генератора в очень широких пределах. Для такой регулировки в цепь возбуждения вводится регулировочный реостат $r_ш$. Схема включения и конструкция реостата должны предупреждать возможность внезапного прерывания тока возбуждения, например при отключении источника питания $E_в$, так как обмотка возбуждения обладает значительной индуктивностью, вследствие чего размыкание ее цепи может сопровождаться возникновением большой ЭДС самоиндукции, опасной для целости изоляции обмотки возбуждения и вызывающей сильное искрообразование между размыкаемыми контактами.

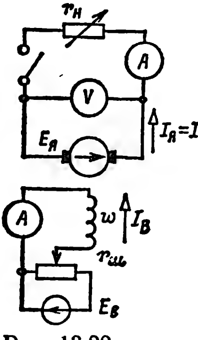


Рис. 13.22.

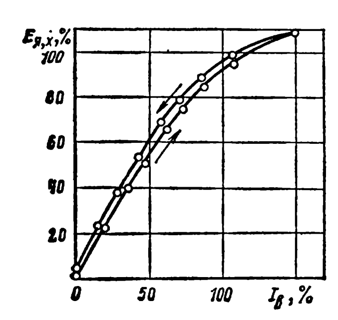


Рис. 13.23.

Мощность, необходимая для цепи возбуждения, составляет только 1—3 % номинальной мощности генератора. Это дает возможность весьма экономично осуществлять регулирование ЭДС генератора.

Изменяя ток возбуждения, изменяют главный магнитный поток и пропорционально ему ЭДС $E_я = c_E \Phi n$. Зависимость ЭДС от тока возбуждения при разомкнутой цепи якоря ($I_я = 0$) и постоянной частоте вращения $n = \text{const}$ называется *характеристикой холостого хода* $E_я = F(I_в)$. Она же в другом масштабе может служить характеристикой намагничивания.

Если цепь возбуждения разомкнута ($I_в = 0$), то в массивной станине генератора сохраняется некоторая остаточная индукция. При вращении якоря в поле остаточной индукции и отсутствии тока якоря в его обмотке индуктируется малая ЭДС холостого хода $E_{я,\,х}$.

Чтобы снять характеристику холостого хода, нужно подать напряжение на обмотку возбуждения и постепенно увеличивать ток возбуждения до максимально допустимого значения, отмечая соответствующие значения ЭДС. Таким путем будет получена восходящая ветвь характеристики (рис. 13.23), затем путем постепенного понижения тока возбуждения можно получить нисходящую ветвь характеристики. Она

расположится несколько выше восходящей ветви вследствие возросшего влияния гистерезиса. После выключения возбуждения остаточное намагничивание, а следовательно, и ЭДС, ему соответствующая, будут существенно больше, чем в исходных условиях. Но это остаточное намагничивание неустойчиво, и спустя некоторое время после выключения возбуждения поток и ЭДС, индуктируемая им при вращении якоря, уменьшаются до значения, соответствующего начальным условиям.

Таким образом, характеристика холостого хода петлевидна, что является естественным следствием наличия гистерезисных свойств (см. рис. 6.5, *б*) магнитной цепи машины, главным образом следствием влияния массивной станины. Наклон характеристики холостого хода в верхней ее части заметно уменьшается. Это — следствие насыщения магнитной цепи машины. В большинстве случаев генераторы постоянного тока работают в условиях, соответствующих насыщенной части характеристики. Благодаря насыщению напряжение генератора меньше колеблется при изменениях нагрузки, так как ослабляется влияние реакции якоря на ЭДС машины.

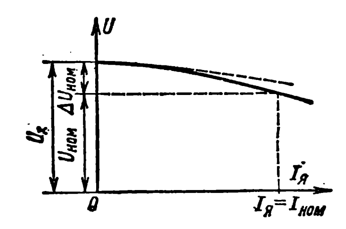


Рис. 13.24.

Второй важной характеристикой генератора является зависимость его напряжения U от тока якоря $I_я$ при неизменных токе возбуждения $I_в$ и частоте вращения n. Эта зависимость называется *внешней характеристикой* (рис. 13.24). Чтобы получить ее из опыта, нужно сначала нагрузить генератор до номинального тока $I_{ном}$ при номинальном напряжении на выводах генератора. Последнее устанавливается регулированием тока возбуждения $I_в$. Затем нужно постепенно уменьшать ток якоря до нуля. У генератора с независимым возбуждением в этих условиях ток возбуждения будет оставаться неизменным.

Напряжение между выводами цепи якоря генератора меньше его ЭДС вследствие падения напряжения на активном сопротивлении $r_я$ обмотки якоря и переходного контакта щеток и коллектора

$$U = E_я - r_я I_я.$$

Зависимость $U(I_я)$ изображалась бы прямой линией (штриховая линия на рис. 13.24), если бы ЭДС $E_я$ оставалась постоянной. Но полезный магнитный поток машины с ростом нагрузки уменьшается под воздействием реакции якоря, а вместе с ним пропорционально уменьшается и ЭДС $E_я$. В результате внешняя характеристика изгибается в сторону оси абсцисс. На основании внешней характеристики определяется *номинальное изменение напряжения* генератора. Это — выраженное в процентах относительное изменение напряжения между его выводами, вызываемое изменением нагрузки от номинальной до нуля при неизменном токе возбуждения и постоянной частоте вращения:

$$\Delta U_{ном} = \frac{U_х - U_{ном}}{U_{ном}} 100\,\%. \qquad (13.5)$$

У генераторов без компенсационной обмотки $\Delta U_{ном}$ достигает примерно 5—15%.

Если увеличивать ток якоря сверх номинального значения, то напряжение генератора станет дальше понижаться, но машина будет работать уже в условиях перегрузки. Ее обмотка якоря, щетки и коллектор начнут перегреваться, а под щетками начнется сильное искрение.

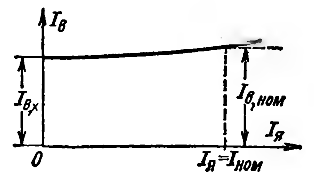


Рис. 13.25.

Для нормальной работы приемников электроэнергии необходимо для каждого из них поддерживать напряжение неизменным несмотря на изменения общей нагрузки генератора. Это осуществляется посредством регулирования тока возбуждения. *Регулировочной характеристикой генератора* называется зависимость тока возбуждения $I_в$ от тока якоря $I_я$ при постоянных напряжении U и частоте вращения n. Такая характеристика показывает, как надо изменять ток возбуждения для того, чтобы при изменениях нагрузки поддерживать постоянным напряжение между выводами генератора. Эта кривая сначала почти прямолинейна (рис. 13.25), но затем загибается вверх от оси абсцисс вследствие влияния насыщения магнитопровода машины.

13.9. САМОВОЗБУЖДЕНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ

Ток возбуждения у большинства генераторов является частью тока якоря. При пуске в ход генератора сначала ток в якоре, а следовательно, и в обмотке возбуждения отсутствует, но в массивной станине всегда сохраняется небольшой магнитный поток $Ф_r$ остаточного намагничивания, равный 1—3 % нормального рабочего потока машины. Когда первичный двигатель вращает якорь генератора, остаточный поток индуктирует в обмотке якоря небольшую ЭДС. В случае генератора с параллельным возбуждением эта ЭДС $E_{я,х}$ создает некоторый ток $i_в$ в обмотке возбуждения, а следовательно, возникает некоторая МДС возбуждения. По отношению к магнитному потоку $Ф_r$ она может быть направлена согласно или встречно, т. е. подмагничивать или размагничивать магнитопровод машины. Для самовозбуждения необходимо согласное направление, что имеет место при правильном соединении обмотки возбуждения с якорем. При таком соединении напряженность поля от тока возбуждения усиливает магнитное поле машины, а последнее индуктирует бо́льшую ЭДС в обмотке якоря. Возрастание ЭДС вызывает дальнейшее увеличение тока возбуждения. Ограничение самостоятельного увеличения потока и тока возбуждения связано с насыщением магнитной цепи машины.

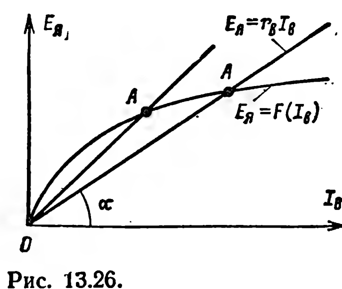


Рис. 13.26.

После окончания переходного процесса ЭДС в обмотке якоря $E_я$ и ток возбуждения $I_в$ будут иметь постоянные значения. Найдем эти значения, воспользовавшись характеристикой холостого хода машины (рис. 13.26). Если пренебречь сопротивлением цепи якоря $r_я$ по сравнению с сопротивлением цепи возбуждения $r_в$, то установившийся ток возбуждения $I_в$ определяется из условия $E_я = r_в I_в$. Этому условию на графике соответствует точка пересечения характеристики холостого хода $E_я(I_в)$ и прямой $E_я = r_в I_в$, т. е. точка A. Тангенс угла α наклона прямой $E_я = r_в I_в$ к оси абсцисс зависит от $r_в$. Если уменьшать $I_в$, например вводя реостат в цепь возбуждения, то точка пересечения смещается влево (A'). При достаточно большом сопротивлении цепи возбуждения, называемом критическим, машина не возбуждается.

Если в машине отсутствует остаточная намагниченность (из-за короткого замыкания или механических ударов), то для ее восстановления нужен посторонний источник постоянного тока хотя бы малой мощности. Этот источник нужно на короткий срок замкнуть на обмотку возбуждения размагнитившейся машины, а затем использовать созданное остаточное намагничивание для нормального возбуждения.

Явления самовозбуждения используются в генераторах с параллельным и смешанным возбуждением.

13.10. ГЕНЕРАТОРЫ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ, ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ И СМЕШАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

У генератора с параллельным возбуждением часть тока якоря служит для возбуждения основного магнитного поля машины (рис. 13.27). Эти генераторы наиболее часто применяются для получения постоянного тока, так как они не требуют дополнительного источника электроэнергии для цепи возбуждения, что существенно упрощает обслуживание машины; вместе с тем напряжение таких генераторов мало изменяется из-за колебаний нагрузки.

При пуске в ход генератора с параллельным возбуждением для создания магнитного потока в магнитопроводе используется выше описанное явление самовозбуждения.

Характеристика холостого хода генератора при параллельном возбуждении практически не отличается от характеристики при независимом возбуждении, так как влияние на эту характеристику изменения напряжения $r_в I_в$ и реакции якоря от тока возбуждения ничтожно. Это совпадение вида характеристик имеет место и для регулировочной характеристики.

Но *внешняя характеристика* при параллельном возбуждении генератора (*a*) идет значительно ниже, чем при независимом возбуждении (*b*) (рис. 13.28). Причиной этому является уменьшение тока возбуждения при понижении напряжения, так как $I_в = U/r_в$. При независимом возбуждении понижение напряжения между выводами генератора при увеличении тока якоря вызывается двумя причинами: увеличением напряжения на активном сопротивлении якоря и реакцией якоря. При параллельном возбуждении к этим двум причинам добавляется

третья — уменьшение тока возбуждения. Пока этот ток соответствует условиям насыщения магнитной цепи генератора (пологой части магнитной характеристики), уменьшение ЭДС якоря меньше уменьшения тока возбуждения (рис. 13.29). В таких условиях при уменьшении сопротивления цепи нагрузки ток якоря возрастает. Но условия резко изменяются, когда в результате увеличения тока якоря и вызванного этим понижения напряжения ток возбуждения уменьшается настолько, что магнитная цепь генератора оказывается в ненасыщенном состоянии. В условиях линейной части магнитной характеристики уменьшение тока возбуждения вызывает пропорциональное уменьшение потока и ЭДС якоря, что вызывает дальнейшее уменьшение тока возбуждения, а это в свою очередь обусловливает новое понижение ЭДС и т. д. Имеет место своеобразное саморазмагничивание генератора, заканчивающееся тем, что в машине при коротком замыкании якоря сохраняется только остаточная намагниченность, поддерживающая ограниченный (меньше номинального) ток короткого замыкания.

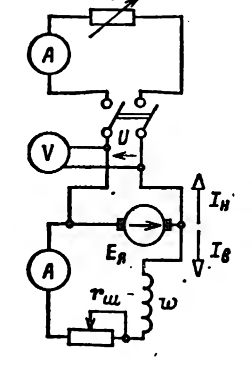


Рис. 13.27.

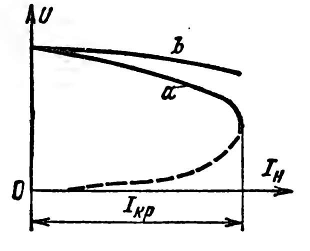


Рис. 13.28.

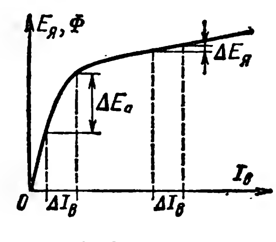


Рис. 13.29.

Ток якоря, при котором машина переходит в режим саморазмагничивания, называется критическим $I_{кр}$. Его значение больше номинального в 2—2,5 раза. Участок внешней характеристики ниже $I_{кр}$ (штриховая линия на рис. 3.28) соответствует неустойчивому режиму.

Номинальное изменение напряжения у генератора при параллельном возбуждении значительно больше, чем при независимом, и составляет 8—15 %.

В *генераторе с последовательным возбуждением* якорь соединен последовательно с обмоткой возбуждения, благодаря чему ток нагрузки является вместе с тем током возбуждения (рис. 13.30). Обмотка возбуждения *w* такой машины выполняется из провода, рассчитанного на большой ток якоря; число витков такой обмотки мало.

При холостом ходе генератора с последовательным возбуждением ЭДС в обмотке его якоря будет индуктироваться только потоком остаточного намагничивания. Следовательно, у этого генератора нельзя снять характеристику холостого хода. Отсутствует также у него и регулировочная характеристика.

Напряжение этого генератора (рис. 13.31) сначала возрастает

с увеличением тока якоря. Затем вид характеристики начинает изменяться из-за магнитного насыщения (ЭДС якоря перестает увеличиваться, в то время как продолжает возрастать напряжение на активном сопротивлении якоря) и размагничивающего действия реакции якоря. В результате напряжение генератора при дальнейшем возрастании нагрузки уменьшается. Из-за непостоянства напряжения генераторы с последовательным возбуждением применяются лишь в немногих специальных случаях.

Генератор со смешанным возбуждением имеет две обмотки возбуждения: параллельную $w_{пар}$ и последовательную $w_{пос}$ (рис. 13.32). У такого генератора напряжение остается практически постоянным при изменениях нагрузки в определенных пределах. Это достигается путем использования последовательного возбуждения для компенсации увеличения падения напряжения на активном сопротивлении якоря и уменьшения тока в параллельной обмотке возбуждения, а также для компенсации размагничивающего действия якоря при увеличении тока нагрузки. Благодаря наличию обмотки последовательного возбуждения

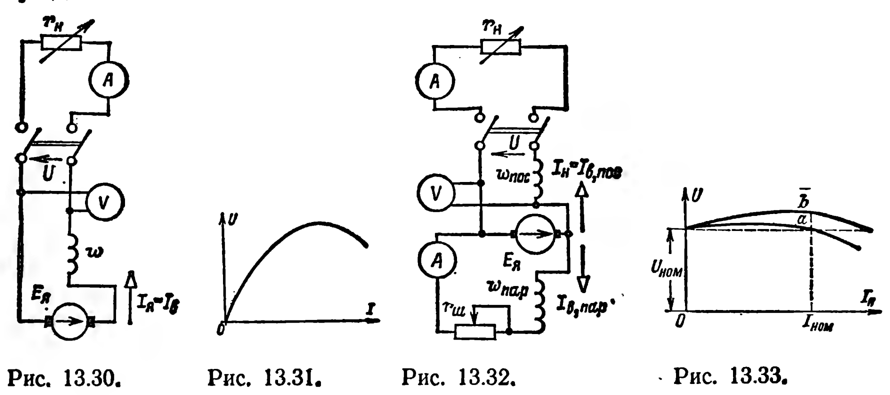


Рис. 13.30. Рис. 13.31. Рис. 13.32. Рис. 13.33.

главный магнитный поток генератора и вместе с ним ЭДС $E_я$ возрастают с увеличением нагрузки. Соответствующим подбором числа витков обмотки последовательного возбуждения можно достичь равенства напряжений генератора при холостом ходе и при номинальной нагрузке (кривая *a* на рис. 13.33).

Генератор со смешанным возбуждением удобен в установках относительно небольшой мощности для предупреждения возникновения значительных изменений напряжения при отключениях отдельных потребителей. Но использование таких генераторов для параллельной работы обычно неудобно: случайное понижение частоты вращения первичного двигателя генератора может снизить ЭДС генератора до уровня, меньшего напряжения сети, из-за этого ток в якоре генератора и в его последовательной обмотке возбуждения изменит свое направление, что может вызвать перемагничивание генератора и тяжелую аварию установки.

13.11. ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РАБОТА ГЕНЕРАТОРОВ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

В ряде случаев для более рационального использования мощности установки в различное время дня, для обеспечения бесперебойности работы и т. п. целесообразно питать нагрузку от двух или более работающих параллельно генераторов. Рассмотрим условия такой параллельной работы для простейшего случая — генераторов с параллельным возбуждением.

Если нужно включить второй генератор (рис. 13.34) в сеть, на шинах которой генератор *Г1* поддерживает напряжение U, то нужно сначала раскрутить якорь подключаемого генератора с помощью первичного двигателя (турбины, дизеля и т. п.) до заданной частоты вращения, а затем посредством регулирования тока возбуждения $I_{в2}$ генератора *Г2* сделать его ЭДС E_2 равной напряжению сети. Затем необходимо проверить соответствие полярностей генератора и сети, для чего служит вольтметр $V_к$. Если его показание равно нулю, то можно замкнуть однополюсный выключатель S. Таким образом осуществляется включение генератора в сеть. Так как ЭДС генератора уравновешивается напряжением сети, то его ток после включения

$$I_2 = (E_2 - U)/r_{я2} = 0.$$

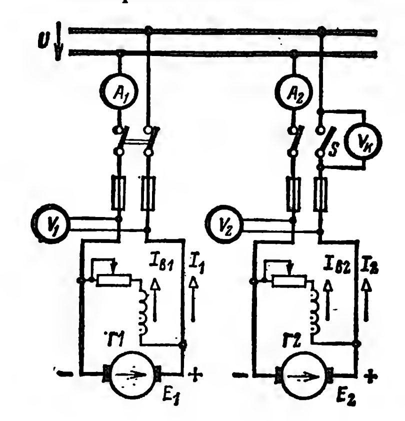


Рис. 13.34.

Чтобы нагрузить второй генератор, нужно увеличить его ток возбуждения. Это приводит к увеличению ЭДС E_2 генератора *Г2*. Возрастание ЭДС E_2, с одной стороны, нагружает генератор током I_2, с другой стороны, повышает напряжение сети U. ЭДС первого генератора *Г1*, несшего ранее всю нагрузку сети, не изменилась. Поэтому увеличение напряжения сети приведет к частичной разгрузке этого генератора.

Ток I_2 в обмотке якоря генератора *Г2*, взаимодействуя с магнитным полем полюсов, создает тормозной момент, вследствие чего частота вращения якоря генератора уменьшается. С помощью регулятора частоты вращения первичного двигателя увеличивается приток рабочего вещества: пара, воды, нефти и т. п. и заданная частота вращения восстанавливается. Таким образом, генератор *Г2* и его двигатель взяли на себя часть нагрузки сети. В обратном направлении протекает процесс для генератора *Г1*, у которого уменьшение тока I_1 разгружает первичный двигатель.

В случае, когда нужно перевести всю нагрузку полностью на второй генератор *Г2*, достаточно постепенно уменьшать возбуждение первого генератора *Г1* и увеличивать возбуждение второго генератора *Г2*, следя за тем, чтобы напряжение сети U оставалось постоянным. Когда

ЭДС генератора *Г1* станет равной напряжению сети, его ток уменьшится до нуля, вся нагрузка будет с него снята и его можно будет отключить. Регуляторы частоты вращения первичных двигателей дополнят эту работу по переводу нагрузки.

Но если оставить генератор *Г1* включенным и дальше уменьшать его ток возбуждения, то ток в якоре изменит направление:

$$I_1 = (U - E_1)/r_{я1}$$

и вместо тормозного момента создаст вращающий момент; машина перейдет в режим двигателя. Однако при этом может тяжело пострадать первичный двигатель, поэтому все параллельно работающие генераторы снабжаются аппаратом — реле обратного тока, автоматически отключающим генератор при изменении направления тока.

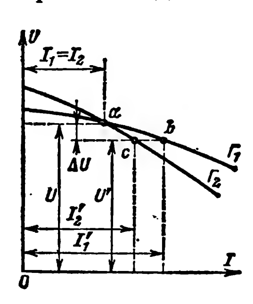


Рис. 13.35.

Следовательно, воздействуя на возбуждение параллельно работающих генераторов, можно любым образом перераспределять между ними нагрузку.

Рассмотрим, как распределяется нагрузка между двумя генераторами, имеющими внешние характеристики различной крутизны (рис. 13.35). Если путем регулирования возбуждения они были нагружены одинаково, то, следовательно, их рабочий режим при установленном напряжении U соответствовал точке пересечения a их внешних характеристик. Но когда ток нагрузки возрастает, то должен возрасти и ток каждого из генераторов, а следовательно, должны увеличиться в каждом из них напряжение на активном сопротивлении обмотки якоря и реакция якоря. Вследствие этого напряжение сети должно понизиться на ΔU. Но этому пониженному напряжению

$$U' = U - \Delta U$$

согласно внешним характеристикам генераторов соответствуют различные значения токов I_1' и I_2'. Генераторы разделят изменившуюся нагрузку не поровну, большую долю ее I_1' возьмет на себя генератор с более пологой (более жесткой) внешней характеристикой. Конечно, эту неравномерность нетрудно исправить (например, повысив возбуждение второго генератора), однако это усложняет работу обслуживающего персонала и при быстрых колебаниях нагрузки довольно трудно осуществимо. Желательно поэтому для параллельной работы иметь генераторы с одинаковыми внешними характеристиками или же соответствующее автоматическое регулирование.

13.12. РЕЖИМ ДВИГАТЕЛЯ

Благодаря обратимости электрических машин генераторный режим машины может быть изменен на двигательный. Особенно просто такое изменение режима осуществляется в генераторе с параллельным возбуждением, работающем на сеть постоянного тока. Для этого

достаточно уменьшить ток возбуждения настолько, чтобы ЭДС якоря стала меньше напряжения сети. Преобладание напряжения сети вызовет изменение направления тока в обмотке якоря $I_я$, который в таких условиях будет создаваться разностью напряжения сети и ЭДС якоря, т. е.

$$I_я = (U - E_я)/r_я. \tag{13.6}$$

Этот ток, взаимодействуя с магнитным полем машины, будет создавать не тормозной, а вращающий электромагнитный момент. Под действием последнего якорь будет вращаться без помощи первичного двигателя, и этот двигатель следует расцепить с машиной. Таким путем машина из режима генератора может быть переведена в режим двигателя.

Конечно, в обратном порядке машина с параллельным возбуждением может быть переведена в режим генератора при наличии соответствующего первичного двигателя. Однако оговоримся, что вышеописанный переход от режима генератора к режиму двигателя без изменения соединений возможен лишь у машины с параллельным возбуждением. При переводе двигателя с последовательным возбуждением в режим генератора при неизменном направлении вращения необходимо переключить направление тока в якоре или в обмотке возбуждения.

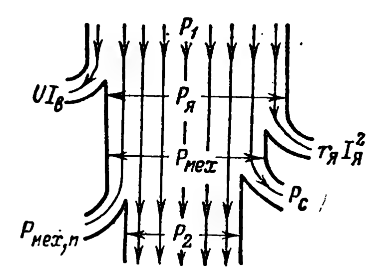


Рис. 13.36.

Энергетическая диаграмма двигателя дана на рис. 13.36. Мощность P_1 энергии, подводимой из сети, делится между цепью якоря $P_я$ (бóльшая часть) и цепью возбуждения $P_в = UI_в$ (несколько процентов). Небольшую часть мощности цепи якоря составляет мощность потерь на нагревание обмотки; остальная часть преобразуется в механическую мощность $P_{мех}$, однако чтобы определить полезную мощность P_2 на валу машины, нужно отнять от механической мощности мощность потерь в стали $P_с$ (на гистерезис и вихревые токи) и мощность механических потерь на трение $P_{мех,п}$: в подшипниках, щеток на коллекторе и о воздух.

Обратим внимание на роль ЭДС якоря $E_я$ в двигателе. Так как она в этом случае направлена против тока, то ее принято называть противо-ЭДС. На основании (13.6) напряжение на выводах якоря равно:

$$U = r_я I_я + E_я.$$

Это уравнение можно преобразовать в уравнение мощности путем умножения левой и правой частей на $I_я$:

$$UI_я = P_я = r_я I_я^2 + E_я I_я = r_я I_я^2 + P_{мех},$$

так как

$$UI_я - r_я I_я^2 = P_{мех} = E_я I_я$$

— механическая мощность, развиваемая машиной.

Уравнение мощности показывает, что мощность цепи якоря складывается из мощности тепловых потерь $r_я I_я^2$ и механической мощности. Последняя прямо пропорциональна противо-ЭДС $E_я$. Наличие противо-ЭДС является характерным признаком преобразования электрической энергии в механическую в электромагнитном устройстве. Следовательно, чем больше $E_я$, тем выше КПД двигателя. По этой причине у двигателей средней и большой мощности $r_я I_я$ при работе составляет лишь несколько процентов номинального напряжения (2—5 %).

Мы рассмотрели перевод машины из режима генератора в режим двигателя. Но в подавляющем большинстве случаев режим двигателя осуществляется пуском машины в ход, для чего она подключается к сети постоянного тока. В таких условиях, пока якорь не начал вращаться ($n = 0$), ЭДС в нем не индуктируется и, следовательно, напряжение $U = r_я I_я$. Сопротивление обмотки якоря $r_я$ относительно постоянно и мало, т. е. ток $I_я$ при пуске двигателя должен быть больше рабочего тока в установившемся режиме примерно в 25—40 раз. Такое увеличение тока при пуске двигателя недопустимо ни для коллектора и обмотки якоря, ни для сети.

Чтобы предупредить возникновение такого большого пускового тока, последовательно с якорем у всех двигателей постоянного тока, кроме самых малых мощностей (не более 1/4 кВт), включается пусковой реостат $r_п$.

В установившемся режиме частота вращения двигателя постоянного тока (13.1) обратно пропорциональна главному магнитному потоку Ф и пропорциональна напряжению $U \approx E_2$ на якоре. Следовательно, регулировать ее можно путем изменения либо магнитного потока, либо напряжения на якоре.

Для *реверсирования двигателя* постоянного тока необходимо изменить направление тока в одной из цепей двигателя — в цепи возбуждения или в цепи якоря. При изменении направления тока в обеих цепях двигателя одновременно направление вращающего момента не изменяется.

Особенности рабочих характеристик двигателей обусловливаются различиями в способах возбуждения их главного магнитного поля.

13.13 ДВИГАТЕЛЬ С ПАРАЛЛЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Цепи якоря и возбуждения у двигателя с параллельным возбуждением соединены между собой параллельно. Следовательно, ток возбуждения такого двигателя не зависит от тока якоря и от нагрузки двигателя.

На рис. 13.37 показана основная схема соединений двигателя с пусковым $r_п$ и регулировочным $r_ш$ реостатами. Пусковой реостат необходим для того, чтобы ограничить ток в якоре при пуске, пока ЭДС якоря равна нулю или мала, так как согласно (13.6)

$$I_я = (U - E_я)/(r_я + r_п).$$

Электродвижущая сила $E_я$ пропорциональна потоку Ф; желательно, чтобы при пуске двигателя ЭДС $E_я$ возрастала возможно быстрее.

По этой причине при пуске обмотку возбуждения следует включать сразу на полное напряжение сети при выведенном регулировочном реостате $r_ш$. Вращающий момент двигателя (13.2) также пропорционален магнитному потоку Ф, поэтому если пуск двигателя происходит при наибольшем потоке, то наибольшего значения достигает и вращающий момент, что существенно облегчает процесс пуска, так как соответственно может быстрее снизиться пусковой ток.

В схеме на рис. 13.38 такое соединение обмотки возбуждения предусмотрено. Пусковой реостат снабжен металлической дугой *m*, которой касается скользящий контакт, укрепленный на рукоятке реостата. Пока рукоятка эта стоит на холостом контакте *О* пускового реостата, обе цепи двигателя выключены. Затем, когда во время пуска рукоятка перемещается по контактам реостата, обмотка возбуждения двигателя все время находится под полным напряжением сети.

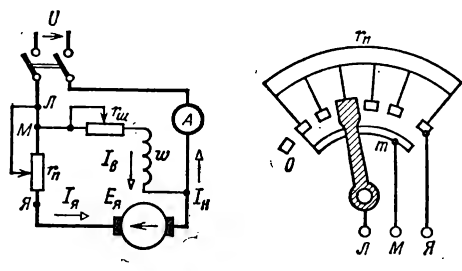


Рис. 13.37. Рис. 13.38.

Первый контакт пускового реостата соединен с медной дугой *m*, благодаря чему при выключении двигателя обмотка возбуждения оказывается замкнутой на якорь и пусковой реостат. Тем самым предупреждается возникновение большой ЭДС самоиндукции при размыкании цепи возбуждения, так как обмотка возбуждения обладает большой индуктивностью. Благодаря наличию замкнутого контура с резистором при выключении двигателя энергия магнитного поля обмотки возбуждения преобразуется в этом резисторе в тепло. Секции пускового реостата рассчитываются так, чтобы при нормальном пуске ток якоря не превышал примерно двойного значения номинального тока якоря. Ток якоря при работе двигателя равен $I_я = (U - E_я)/r_я$.

Так как $E_я = c_E Ф n$, то

$$n = (U - r_я I_я)/c_E Ф \quad (13.7)$$

— это уравнение частоты вращения двигателя с параллельным возбуждением.

Общее уравнение электромагнитного момента (13.2) машины постоянного тока определяет вращающий момент двигателя с параллельным возбуждением:

$$M_{вр} = c_M Ф I_я. \quad (13.8)$$

Этот момент уравновешивает тормозной момент, приложенный к валу двигателя (статический момент).

При увеличении нагрузки на валу двигателя сначала равновесие моментов нарушается и двигатель несколько уменьшает частоту вращения. Но это вызывает уменьшение $E_я$, а следовательно, и увеличение $I_я$. Пропорционально $I_я$ возрастает вращающий момент, и при немного понизившейся частоте вращения *n* равновесие моментов восстанавли-

вается. На основании (13.7) и (13.8) зависимость n от вращающего момента можно выразить также следующим образом:

$$n = \frac{U}{c_E \Phi} - M_{вр} \frac{r_я}{c_E c_M \Phi^2}. \qquad (13.9)$$

Реакция якоря может оказывать некоторое влияние на работу двигателя. При увеличении тока якоря $I_я$ уменьшается главный магнитный поток Φ (в наибольшей степени у двигателей без дополнительных полюсов). Согласно уравнению (13.9) ослабление потока увеличивает n, а следовательно, противодействует снижению частоты вращения, вызываемому увеличением $r_я I_я$. Вместе с тем ослабление потока уменьшает вращающий момент, а следовательно, вызывает увеличение тока якоря, необходимое для поддержания равновесия моментов.

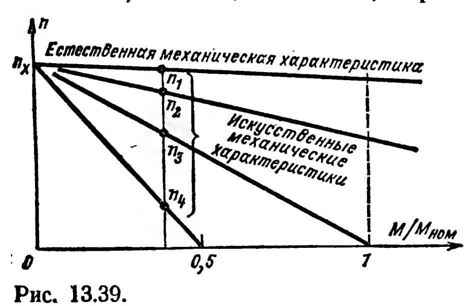


Рис. 13.39.

Большинство двигателей с параллельным возбуждением для компенсации влияния реакции якоря на главный магнитный поток снабжается дополнительной последовательной обмоткой возбуждения из небольшого числа витков, называемой *стабилизирующей обмоткой*. Она соединяется согласно с параллельной обмоткой возбуждения и на вид характеристик двигателя практически не влияет, поэтому двигатели с такой дополнительной обмоткой рассматриваются как двигатели с параллельным возбуждением, хотя фактически в них осуществлено смешанное возбуждение. Однако наличие этой дополнительной обмотки необходимо учитывать, если использовать двигатель для каких-либо специальных целей.

Следовательно, если считать магнитный поток Φ неизменным, то (13.9) — *естественная механическая характеристика* двигателя с параллельным возбуждением $n = F(M)$ — изображается прямой линией, слегка наклоненной в сторону оси абсцисс (рис. 13.39). При изменении нагрузки на валу двигателя от холостого хода до номинальной частота вращения большинства двигателей параллельного возбуждения уменьшается лишь на 3—8 % (тем меньше, чем больше номинальная мощность двигателя). Таким образом, *естественную механическую характеристику двигателей с параллельным возбуждением следует считать жесткой*.

Угол наклона механической характеристики можно изменить, включив последовательно с якорем реостат r. В этом случае уравнение частоты вращения двигателя будет:

$$n = \frac{U - (r_я + r) I_я}{c_E \Phi}. \qquad (13.10)$$

Характеристика $n(I_я)$ называется *электромеханической*.

Изменяя сопротивление реостата r, можно получить семейство *искусственных механических характеристик* (реостатных характеристик) более мягких, чем естественная механическая характеристика двигателя. Все эти характеристики будут пересекать ось ординат в одной и той же точке, определяемой условием $I_я = 0$ или $E_я = c_E n_х \Phi = U$; здесь $n_х$ — частота вращения якоря при идеальном холостом ходе двигателя. Заметим, что идеальный холостой ход двигателя соответствует отсутствию тормозного момента на его валу. Так как трение в подвижных частях двигателя всегда создает тормозной момент, то идеальный холостой ход можно получить только воздействием на вал машины внешнего вращающего момента от вспомогательного двигателя.

Если при неизменном моменте на валу постепенно увеличивать сопротивление реостата r в цепи якоря, то точка n, показывающая на диаграмме рис. 13.39 частоту вращения двигателя, будет перемещаться с одной характеристики на другую (точки $n_1 — n_4$). Следовательно, посредством реостата r можно регулировать частоту вращения двигателя. Однако такое регулирование неэкономично. так как ток в цепи регулировочного реостата равен току якоря $I_я$, а это обусловливает значительную мощность потерь $rI_я^2$. По этой причине регулирование включением реостата в цепь якоря применяется лишь для двигателей небольших мощностей. По существу реостатом регулируется напряжение на якоре. Положительной стороной такого регулирования частоты вращения изменением напряжения является постоянство тока якоря и вращающего момента, развиваемого двигателем. Для большого числа приводов характерно постоянство нагрузочного момента при изменении частоты вращения. Следовательно, при работе двигателя на такой привод регулирование частоты вращения изменением напряжения не будет вызывать изменения тока якоря и последний не будет перегружаться по току. По этой причине регулирование изменением напряжения называют *регулированием с постоянным предельно допустимым моментом.*

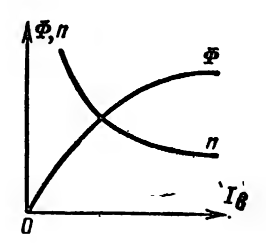


Рис. 13.40.

Уравнение (13.10) показывает, что частота вращения n обратно пропорциональна главному магнитному потоку Ф, а этот поток, пока магнитная цепь машины не насыщена, можно считать пропорциональным току возбуждения $I_в$. Следовательно, частоту вращения двигателя можно регулировать изменением тока возбуждения, для чего в цепь возбуждения вводится реостат $r_ш$. Зависимость $n = F(I_в)$ носит гиперболический характер; на рис. 13.40 показана эта характеристика двигателя при холостом ходе.

Процесс регулирования при постоянном тормозном моменте на валу двигателя протекает следующим образом.

Увеличение сопротивления реостата $r_ш$ уменьшает ток возбуждения $I_в$, вследствие чего уменьшается магнитный поток Ф и индуктируемая им ЭДС $E_я$ в обмотке якоря. Понижение ЭДС $E_я$ вызывает увеличение

тока в обмотке якоря:

$$I_я = (U - E_я)/r_я,$$

а следовательно, увеличение вращающего момента и частоты вращения двигателя. Благодаря этому равновесие моментов и равновесие электрическое

$$U = E_я + r_я I_я$$

восстанавливаются при возросших частоте вращения n и токе якоря $I_я$. Таким образом, при M = const увеличение n двигателя посредством ослабления магнитного потока вызывает увеличение $I_я$, а следовательно, некоторую перегрузку током коллектора и обмотки якоря.

Иные условия имеют место, если нагрузка на валу двигателя требует постоянства мощности $P_н$. Так как $P_н = M\omega_{вр} = c_M \Phi I_я n\pi/30 = k\Phi I_я n$, то уменьшение магнитного потока будет вызывать увеличение частоты вращения и уменьшение вращающего момента при неизменном токе $I_я$. Следовательно, регулирование частоты вращения двигателя путем изменения тока возбуждения выгодно при постоянстве мощности на валу. По этой причине такое регулирование часто называют *регулированием с постоянной предельно допустимой мощностью.*

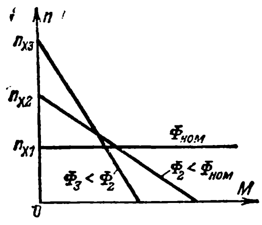


Рис. 13.41.

Механические характеристики двигателя при различном возбуждении наклонены неодинаково к оси абсцисс (рис. 13.41). Чем меньше магнитный поток, тем больше при том же вращающем моменте $M = c_M \Phi I_я$ должен быть ток $I_я$, а следовательно, тем большее изменение $n = (U - r_я I_я)/c_E \Phi$ вызывает изменение нагрузки, т. е. с ослаблением магнитного потока механическая характеристика двигателя становится мягче.

Так как ток возбуждения $I_в$ относительно мал — примерно (2—3 %) $I_я$, то и дополнительные мощности потерь $r_в I_в^2$ при регулировании частоты вращения ослаблением магнитного потока Ф относительно малы, благодаря чему такое регулирование весьма экономично. Однако значительное увеличение частоты вращения может обусловливать перегрузку коллектора и якоря по току, сильное ухудшение условий коммутации, возникновение опасных механических центробежных сил в якоре, и т. п. По этим причинам серийные двигатели параллельного возбуждения рассчитываются на регулирование частоты вращения в пределах до 2 : 1. Возможность регулирования частоты вращения нагруженного двигателя в более широких пределах требует соответствующих конструктивных изменений машины. Такие изменения делаются заводами-изготовителями по специальным заказам, и в СССР выпускаются двигатели, рассчитанные на регулирование частоты вращения посредством изменения тока возбуждения в пределах 2,5 : 1; 3 : 1; 4 : 1.

Очень широкие пределы регулирования частоты вращения и безреостатный пуск двигателя с параллельным возбуждением обеспечивает применение системы П—Д (преобразователь—двигатель). Осо-

бенно целесообразно ее применение для больших мощностей, например для приводов прокатных станов. В качестве преобразователей могут использоваться генераторы постоянного тока, тиристорные выпрямители и т. д.

При использовании генератора постоянного тока в качестве преобразователя весь агрегат системы Г—Д (генератор—двигатель) состоит из четырех машин (рис. 13.42), асинхронный (или синхронный) двигатель *АД* вращает с постоянной частотой мощный генератор постоянного тока *Г* и небольшой генератор *В* с параллельным возбуждением, служащий возбудителем для установки. Цепь якоря генератора *Г* замкнута непосредственно на цепь якоря двигателя *Д*. Цепи возбуждения генератора и двигателя питаются от возбудителя *В*. Все операции управления частотой вращения двигателя осуществляются воздействием только на цепи возбуждения машин. Напряжение генератора регулируется с помощью реостата $r_{в.\,г}$, включенного в его цепь возбуждения. Для того чтобы иметь возможность изменять направление тока возбуждения генератора, этот реостат часто снабжают двумя подвижными контактами и включают по схеме потенциометра. Изменение направления тока возбуждения генератора изменяет напряжения на выводах генератора и, следовательно, вызывает реверсирование двигателя.

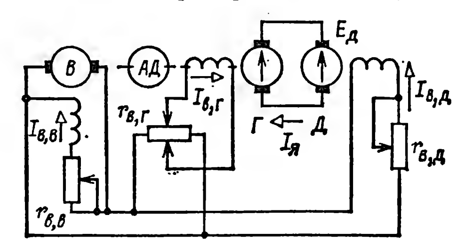


Рис. 13.42.

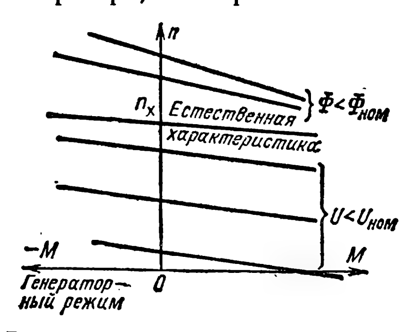


Рис. 13.43.

Для пуска двигателя напряжение генератора понижается регулированием возбуждения генератора.

Пределы регулирования изменением напряжения для установки средней мощности — примерно от 5 : 1 до 10 : 1. Механические характеристики в пределах этой области регулирования — параллельные прямые (рис. 13.43), только их угол наклона к оси абсцисс несколько больше, чем угол наклона естественной механической характеристики двигателя. Меньшая жесткость характеристики является следствием понижения напряжения генератора с увеличением нагрузки из-за влияния внутреннего сопротивления якоря $r_{я,\,г}$ генератора. Таким образом, уравнение частоты вращения двигателя в системе Г—Д будет:

$$n = \frac{E_г - (r_{я.\,г} + r_{я.\,д})\,I_я}{c_E \Phi} = \frac{E_г}{c_E \Phi} - M_{вр}\frac{r_{я.\,г} + r_{я.\,д}}{c_E c_M \Phi^2}. \qquad (13.11)$$

Уменьшение тормозного момента до нуля соответствует идеальному холостому ходу. Если далее воздействовать на вал машины внешним вращающим моментом ($M < 0$), то машина перейдет из режима двигателя в режим генератора.

Дальнейшее расширение пределов регулирования частоты вращения системы Г—Д достигается изменением тока возбуждения двигателя. Ослаблением магнитного потока двигателя можно обеспечить регулирование в пределах примерно до 4 : 1, а следовательно, для системы Г—Д в целом пределы регулирования будут от 12 : 1 до 16 : 1.

Регулирование в пределах второй зоны, т. е. ослабление магнитного потока, экономически выгодно при постоянстве мощности привода.

Недостатками системы Г—Д являются большие габариты, низкий КПД из-за потерь в трех преобразователях энергии и большая инерционность регулирования

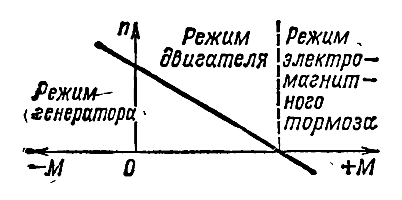


Рис. 13.44.

Во многих современных установках система Г—Д заменена тиристорной системой с фазовым регулированием.

Для машины с параллельным возбуждением может быть построена универсальная характеристика (рис. 13.44). Если посредством какого-либо независимого двигателя вращать якорь с частотой вращения, превосходящей частоту вращения идеального холостого хода $n_х$, то направление тока в якоре изменится и машина будет работать как генератор на сеть постоянного тока. Если же приложить к валу двигателя достаточно большой тормозной момент, то двигатель остановится, а если тормозной момент активный, создаваемый, например, опускающимся достаточно большим грузом, то машина из режима двигателя перейдет в режим *электромагнитного тормоза*. В этом случае ток в якоре

$$I_я = (U + E_я)/(r_я + r), \qquad (13.12)$$

где r — сопротивление реостата, который необходимо включить в цепь якоря, чтобы ограничить ток.

При номинальном напряжении и отсутствии реостата ток в якоре при остановке в режиме тормоза был бы слишком большим и произошло бы разрушение коллектора и обмотки якоря. Торможение, получаемое таким образом, именуется *торможением противовключением*. Наряду с ним для быстрой остановки привода используется *режим динамического торможения*. Вращающийся якорь отключается от сети и замыкается на некоторый резистор. В этих условиях ЭДС якоря играет роль ЭДС генератора. Она создает ток в якоре и резисторе, а этот ток вызывает возникновение электромагнитного тормозного момента.

13.14. ДВИГАТЕЛЬ С ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

У двигателя с последовательным возбуждением ток якоря является вместе с тем током возбуждения, так как обмотка возбуждения этого двигателя соединена последовательно с якорем (рис. 13.45). Благодаря

такому соединению главный магнитный поток машины изменяется пропорционально току якоря, пока магнитопровод машины ненасыщен. Как и все двигатели постоянного тока, этот двигатель для ограничения пускового тока снабжается пусковым реостатом $r_п$.

Уравнения машин постоянного тока (13.1) и (13.2) можно преобразовать для двигателя с последовательным возбуждением следующим образом. Магнитный поток его при ненасыщенном магнитопроводе прямо пропорционален МДС его обмотки возбуждения $I_я w_в$ и обратно пропорционален магнитному сопротивлению машины $R_м$, т. е. $Ф = I_я w_в / R_м$.

Подставив это выражение магнитного потока в общие уравнения момента и частоты вращения двигателей постоянного тока, получим уравнение частоты вращения двигателя (электромеханической характеристики)

$$n = \frac{U - (r_я + r_в) I_я}{c_E w_в I_я / R_м} \qquad (13.13)$$

и уравнение его вращающего момента

$$M_{вр} = c_M w_в I_я^2 / R_м. \qquad (13.14)$$

Последнее уравнение показывает, что вращающий момент двигателя при ненасыщенном магнитопроводе возрастает пропорционально квад-

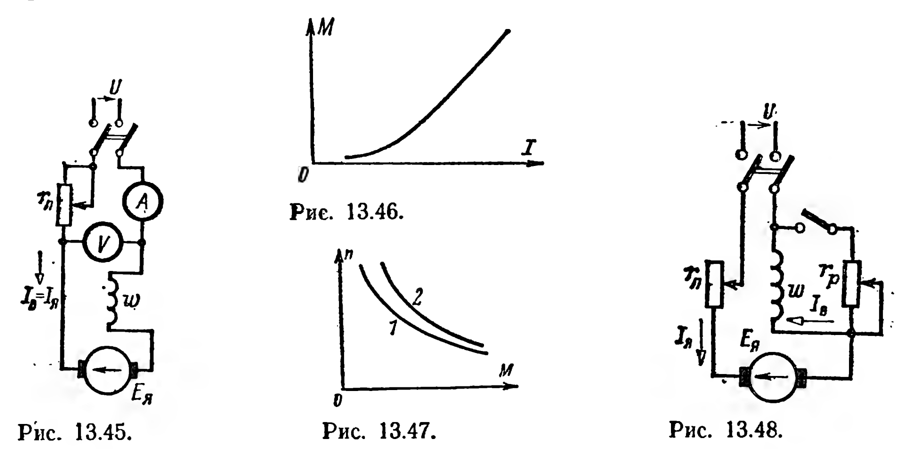


Рис. 13.45. Рис. 13.46. Рис. 13.47. Рис. 13.48.

рату тока, в соответствии с чем начальная часть кривой зависимости момента от тока имеет вид параболы (рис. 13.46). Но при сильном насыщении магнитной цепи поток почти перестает увеличиваться с увеличением тока возбуждения, и момент в дальнейшем возрастает приблизительно пропорционально току. Частота вращения двигателя убывает почти обратно пропорционально току, пока не сказывается магнитное насыщение. Механическая характеристика (естественная) двигателя показана на рис. 13.47 (кривая 1). При увеличении нагрузки на валу двигателя ток возрастает относительно медленно и обратно пропорционально ему уменьшается частота вращения.

Например, если пренебречь насыщением магнитной цепи и реакцией якоря, то можно считать, что при увеличении вдвое момента на валу двигателя ток возрастает лишь до 140 % первоначального значения, а частота вращения уменьшается до 70 %. У двигателя с параллельным возбуждением повышение вдвое момента на валу лишь незначительно уменьшит частоту вращения, зато ток двигателя увеличится до 200 % первоначального.

Двигатель с последовательным возбуждением может, следовательно, выдерживать сильные перегрузки при умеренном увеличении тока. Это его ценное свойство. При уменьшении нагрузки на валу двигателя его ток медленно уменьшается, зато быстро повышается частота вращения и при нагрузках, примерно меньших 25 % номинальной, она приобретает значения, опасные для механической целостности двигателя, — двигатель «разносит». Двигатели последовательного возбуждения поэтому не следует пускать вхолостую или с малой нагрузкой. Согласно ГОСТ двигатель этот должен выдерживать без всяких вредных последствий повышение частоты вращения на 20 % сверх наибольшей, указанной на табличке двигателя, но не менее чем на 50 % сверх своей номинальной. Естественная механическая характеристика двигателя является мягкой, так как изменение момента сильно сказывается на частоте вращения двигателя.

Для регулирования частоты вращения можно шунтировать обмотку возбуждения регулируемым сопротивлением $r_р$ (рис. 13.48). При шунтировании обмотки возбуждения уменьшается магнитный поток Ф, а следовательно, согласно (13.11) частота вращения n двигателя возрастает обратно пропорционально потоку. Одновременно увеличивается ток двигателя, так как вращающий момент мы считаем неизменным:

$$M_{вр} \sim \Phi I_я.$$

Следовательно, если первоначально магнитный поток и ток двигателя были Φ_1, $I_{я1}$, а после регулирования они будут $\Phi_я$ и $I_{я2}$, то

$$\Phi_1 I_{я1} = \Phi_2 I_{я2}.$$

На рис. 13.47 кривая 2 — *искусственная механическая характеристика*, т. е. характеристика, когда обмотка возбуждения двигателя шунтирована резистором с постоянным сопротивлением $r_р$.

Возможно регулирование двигателя путем изменения напряжения на якоре. Но такое регулирование весьма неэкономично, так как требует последовательного соединения с якорем реостата. Этот способ регулирования применяется лишь тогда, когда нужно кратковременное, но значительное снижение частоты вращения.

Высокая перегрузочная способность и мягкая характеристика двигателя с последовательным возбуждением особенно ценны для электрической тяги. В СССР электрификация транспорта (трамвай, метрополитен, электрические железные дороги) осуществлена в основном с применением в качестве тяговых двигателей двигателей постоянного тока с последовательным возбуждением. Для их энергоснабжения устраиваются преобразовательные подстанции, выпрямляющие пере-

менный ток. На некоторых электрических железных дорогах преобразование переменного тока в постоянный осуществляется на самом электровозе, обычно посредством тиристоров.

Эти двигатели весьма удобны также в качестве крановых двигателей там, где имеются источники постоянного тока.

13.15. ДВИГАТЕЛЬ СО СМЕШАННЫМ ВОЗБУЖДЕНИЕМ

Двигатель с параллельным возбуждением имеет жесткую механическую характеристику, а двигатель с последовательным возбуждением — мягкую характеристику. В ряде случаев желательна некоторая промежуточная форма характеристики. Простейший способ получения такой характеристики — применение смешанного возбуждения двигателя. Двигатель снабжается какой-то основной обмоткой, последовательной или параллельной, дающей в условиях номинального режима не менее 70 % МДС, и второй, дополнительной обмоткой, соответственно параллельной или последовательной (рис. 13.49). В большинстве случаев у *двигателей со смешанным возбуждением* (компаундных двигателей) обе обмотки возбуждения включаются согласно, т. е. так, чтобы их МДС складывались.

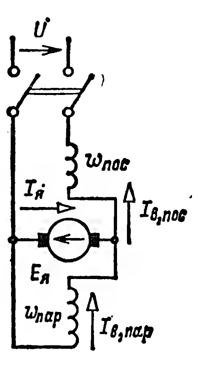


Рис. 13.49.

Рис. 13.50.

Если рассматривать потоки этих двух обмоток как существующие независимо, т. е. не учитывать влияние магнитного насыщения, то уравнение частоты вращения такого двигателя со смешанным возбуждением можно дать в следующей общей форме:

$$n = \frac{U-(r_я + r_{в.\,пос})\,I_я}{c_E\,(\Phi_{пос}+\Phi_{пар})}, \qquad (13.15)$$

где $r_{в,\,пос}$ — сопротивление последовательной обмотки возбуждения.

Поток последовательного возбуждения $\Phi_{пос}$ можно выразить через ток якоря и магнитное сопротивление машины (см. § 13.14), что дает возможность преобразовать (13.15) следующим образом:

$$n = \frac{U-(r_я + r_{в,\,пос})\,I_я}{c_E\,(I_я w_{пос}/R_м+\Phi_{пар})},$$

т. е. определить $n\,(I_я)$ — электромеханическую характеристику двигателя.

В *двигателе с последовательно-параллельным возбуждением* преобладает последовательное возбуждение, но благодаря наличию параллельной обмотки возбуждения нарастание частоты вращения двигателя при уменьшении нагрузки на валу ограничено (рис. 13.50).

В *двигателе с параллельно-последовательным возбуждением* преобладает параллельное возбуждение. Наличие дополнительного последовательного возбуждения стабилизирует основной магнитный поток двигателя и немного смягчает его жесткую механическую характеристику.

Для реверсирования двигателя со смешанным возбуждением следует переключить выводы только якоря машины, для того чтобы изменить в нем направление тока.

13.16. КОЛЛЕКТОРНЫЕ МАШИНЫ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

Наиболее ценным свойством двигателей постоянного тока является возможность плавного и экономичного регулирования их рабочих характеристик. Однако, так как электрическая энергия в промышленных масштабах вырабатывается генераторами синусоидального тока, то для использования двигателей постоянного тока необходимы преобразователи синусоидального тока в постоянный. Это усложняет и удорожает использование двигателей постоянного тока. Поэтому естественны попытки использовать коллекторный двигатель непосредственно в цепи переменного тока.

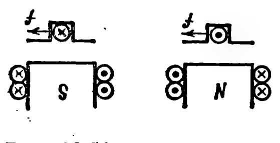


Рис. 13.51.

Если одновременно изменять направление постоянного тока в обмотках якоря и возбуждения коллекторного двигателя, предназначенного для постоянного тока, то направление вращающего момента в двигателе не изменяется (рис. 13.51). Следовательно, при периодических одновременных изменениях направления токов в обеих цепях двигателя, что имеет место при его подключении к цепи переменного тока, двигатель должен развивать некоторый средний вращающий момент постоянного направления. Однако конструкция коллекторного двигателя должна быть специально приспособлена к условиям переменного магнитного поля: необходимо уменьшить вихревые токи в массивной станине, сильно ослабляющие основной магнитный поток, уменьшить индуктивность обмотки якоря для увеличения cos φ и улучшить условия коммутации.

Первые две задачи можно считать разрешенными вполне удовлетворительно, правда, ценой значительного усложнения и удорожания машины; но условия коммутации в современных коллекторных машинах переменного тока в общем неудовлетворительны.

Для уменьшения вихревых токов станина двигателя изготовляется из изолированных друг от друга листов электротехнической стали (см. рис. 7.19, *б*).

Для уменьшения реактивного сопротивления обмотки якоря $w_я$ ее магнитное поле полностью компенсируется. С этой целью станина двигателя снабжается компенсационной обмоткой. Эта обмотка размещается равномерно вдоль окружности статора и соединяется последовательно с обмоткой ротора (якоря) машины и притом так, чтобы ток в ее проводниках был противоположен по направлению току в противолежащих проводниках обмотки ротора.

Для осуществления более полной компенсации магнитного поля тока якоря у большинства современных коллекторных двигателей переменного тока нет явных полюсов. Их статор выполнен в виде полого цилиндра из листовой электротехнической стали. В пазах этого цилиндра (рис. 13.52) размещены обмотка возбуждения $w_в$, компенсационная обмотка $w_к$ и обмотка дополнительных полюсов (на рисунке не показана).

Отметим теперь, что индуктивностью обладает и цепь возбуждения двигателя, но магнитный поток этой цепи необходим для создания вращающего момента, поэтому

не может быть компенсирован. В двигателе последовательного возбуждения индуктивность цепи возбуждения вызывает некоторое ухудшение cos φ. В двигателе параллельного возбуждения большая индуктивность обмотки возбуждения вызывает сдвиг фаз почти на 90° между потоком возбуждения и напряжением; в то же время ток якоря этого двигателя будет по фазе почти совпадать с напряжением. В результате средний вращающий момент, создаваемый взаимодействием потока возбуждения и тока якоря, сдвинутых по фазе по отношению друг к другу почти на 90°, будет мал. По этой причине в однофазных коллекторных двигателях параллельного возбуждения необходимо применение специальных мер для устранения этого сдвига фаз, и область применения таких двигателей весьма ограниченна.

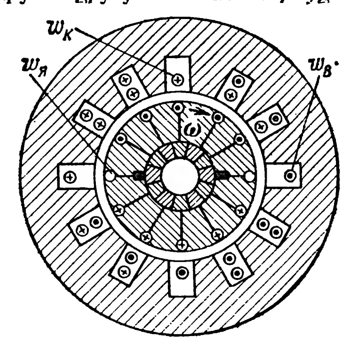


Рис. 13.52.

Задача получения удовлетворительной коммутации для коллекторного двигателя переменного тока имеет следующие специфические особенности. В коммутируемой секции двигателя постоянного тока наводятся две ЭДС (см. § 13.7): реактивная $e_р$, представляющая собой ЭДС самоиндукции и взаимной индукции коммутируемой секции, и коммутирующая ЭДС $e_к$, индуктируемая благодаря движению проводников секции в магнитном поле дополнительных полюсов. При помощи второй ЭДС, пропорциональной току якоря, можно компенсировать реактивную ЭДС и добиться идеальной коммутации, при которой $e_р + e_к = 0$, или даже создать ускоренную коммутацию при $e_к > e_р$. Все это используется в коллекторных двигателях; они снабжаются дополнительными полюсами, так же как и машины постоянного тока.

Но в коммутируемой секции двигателя переменного тока индуктируется еще третья (трансформаторная) ЭДС $e_т$. Причиной ее возникновения являются периодические изменения главного магнитного потока машины, пронизывающего коммутируемые витки. По отношению к переменному потоку коммутируемая секция, закороченная щеткой, является как бы замкнутой вторичной обмоткой трансформатора (рис. 13.53). Эта ЭДС может быть выражена так же, как ЭДС трансформатора:

$$e_т = -w_с \, d\Phi/dt,$$

где $w_с$ — число витков секции обмотки ротора.

По фазе $e_т$ отстает от индуктирующего ее потока, а следовательно, и от тока возбуждения на четверть периода. Она не зависит от частоты вращения ротора и сохраняет свое значение, даже когда последний неподвижен.

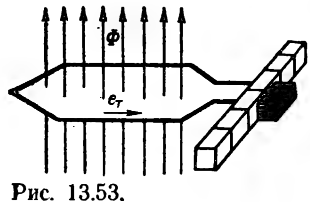


Рис. 13.53.

Идеальные условия коммутации для двигателя переменного тока те же, что и для двигателя постоянного тока, именно: алгебраическая сумма ЭДС в коммутируемой секции должна равняться нулю. Для выполнения этого условия конструктор располагает лишь коммутирующей ЭДС $e_к$, индуктируемой полем дополнительных полюсов, но ЭДС $e_к$ пропорциональна частоте вращения ротора и равна нулю при пуске двигателя в ход. Следовательно, при помощи потока дополнительных полюсов возможно осуществить условия идеальной коммутации только при одной определенной частоте вращения. Это едва ли не самое слабое место коллекторных двигателей переменного тока. Если же наличие некомпенсированной трансформаторной ЭДС $e_т$ неизбежно в коммутируемых витках, то приходится лишь принять меры, с одной стороны, чтобы по возможности уменьшить $e_т$ и, с другой стороны, чтобы ограничить ток короткого замыкания, создаваемый ЭДС в коммутируемой секции.

Действующее значение трансформаторной ЭДС (7.2в)

$$E_т = 4{,}44 f w_с \Phi_m;$$

поэтому, чтобы ослабить ее, конструктор уменьшает число витков в каждой секции обмотки ротора; одновременно, чтобы сохранить общее число витков обмотки ротора,

конструктор увеличивает соответственно число секций, а следовательно, и число коллекторных пластин. Таким образом, характерным внешним признаком коллекторного двигателя переменного тока становится относительно большой коллектор. Далее конструктор может уменьшить поток Φ_m каждого полюса двигателя, соответственно увеличив число полюсов, чтобы сохранить неизменным вращающий момент.

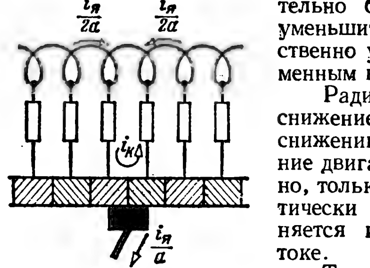


Рис. 13.54.

Радикальным средством для уменьшения $e_т$ является снижение частоты переменного тока. Вместе с тем при снижении частоты уменьшается и реактивное сопротивление двигателя. Это средство возможно применять, конечно, только в обособленных сетях переменного тока. Практически пониженная частота ($16^2/_3 = 50/3$ Гц) применяется иногда для электрической тяги на переменном токе.

Ток короткого замыкания, возникающий в коммутируемой секции, можно ограничить, если ввести дополнительные резисторы в эту секцию (рис. 13.54). Так как рабочий ток ротора также проходит через эти резисторы, то их сопротивление не должно быть слишком большим. Последнее необходимо для ограничения тепловых потерь. Такой же эффект может дать применение угольных щеток, обладающих повышенным сопротивлением.

ГЛАВА ЧЕТЫРНАДЦАТАЯ

АСИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

14.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Из числа различных видов современных электрических машин самой распространенной в наши дни является асинхронная бесколлекторная машина, применяемая обычно в качестве двигателя. *Асинхронная машина* — это машина, в которой при работе возбуждается вращающееся магнитное поле, но ротор вращается асинхронно, т. е. с угловой скоростью, отличной от угловой скорости поля. Она была изобретена М. О. Доливо-Добровольским в 1888 г., но до настоящего времени сохранила в основном ту простую форму, которую ей придал талантливый русский изобретатель. Причины исключительно широкого распространения асинхронного двигателя (а вместе с ним и трехфазной системы) — его простота и дешевизна. Можно сказать, что в основном асинхронная машина состоит из трех неподвижных катушек (точнее, обмоток), размещенных на общем сердечнике, и помещенной между ними четвертой вращающейся катушки. В машине отсутствуют какие-либо легко повреждающиеся или быстро изнашивающиеся электрические части (например, коллектор).

Асинхронные машины малой мощности часто выполняются однофазными, что позволяет использовать их в устройствах, питающихся от двухпроводной сети. Такие машины находят широкое применение в бытовой технике.

Общим недостатком асинхронных машин является относительная сложность и неэкономичность регулирования их эксплуатационных характеристик.

14.2. УСТРОЙСТВО ТРЕХФАЗНОЙ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Трехфазная асинхронная машина состоит из двух главных частей: неподвижного статора и вращающегося ротора.

Конструкция статора. Статор асинхронной машины представляет собой полый цилиндр, собранный из пластин электротехнической стали,

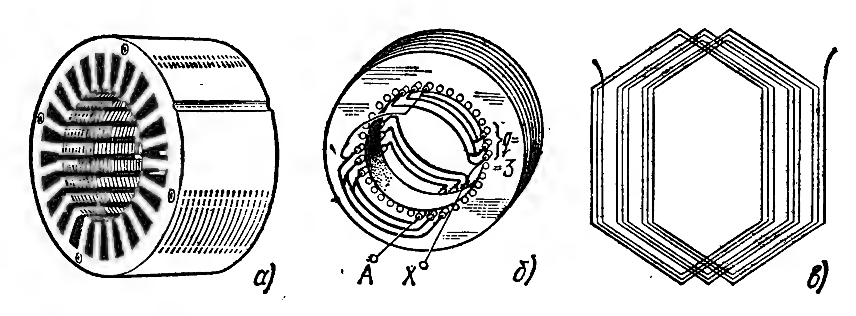


Рис. 14.1.

изолированных друг от друга слоем лака (рис. 14.1, *а*). Три фазные обмотки, возбуждающие вращающееся магнитное поле машины, размещены в пазах на внутренней стороне статора. Чтобы лучше использовать окружность статора, каждая из фазных обмоток располагается по нескольким пазам (распределенная обмотка). На рис. 14.1, *б* показано расположение в пазах статора одной фазной обмотки. Здесь *A* — начало, а *X* — конец обмотки. Распределение обмотки по пазам обусловливает соответствующее распределение магнитного поля вдоль окружности статора. Для того чтобы распределить многовитковую фазную обмотку по нескольким пазам, ее разделяют на соответствующее число соединенных последовательно секций (рис. 14.1, *в*), каждая из которых состоит из нескольких витков.

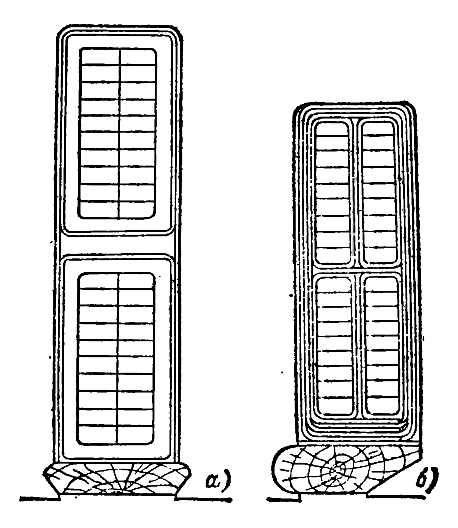


Рис. 14.2.

Секции обмотки укладываются в пазы. В асинхронных машинах сердечник статора изготовляется с полуоткрытыми (рис. 14.2, *б*) или открытыми (рис. 14.2, *а*) пазами. На стороне полуоткрытых пазов преимущество меньшего магнитного сопротивления, следовательно, в двигателе с такими пазами меньше намагничивающий ток. С другой стороны, при открытых пазах проще осуществляется укладка секций

обмотки и надежнее условия для изоляции, что весьма важно для двигателей высокого напряжения.

Минимальное число фазных обмоток в трехфазной асинхронной машине $m = 3$. Каждая обмотка содержит одну или несколько катушечных групп, соединенных последовательно, например на рис. 14.1, *б* — две группы. Расположение каждой из обмоток с одной катушечной группой сдвинуто по окружности статора относительно катушечной группы соседней фазной обмотки на угол 120°. В общем случае число фазных обмоток в трехфазной асинхронной машине может быть любым, но кратным трем.

Конструкция ротора. Асинхронные машины в основном различаются устройством ротора. Ротор асинхронной машины представляет собой цилиндрический сердечник (рис. 14.3, *а*), собранный из пластин электротехнической стали, изолированных друг от друга лаком. Сердечник ротора насажен на вал, закрепленный в подшипниках. В пазах ротора располагаются витки обмотки ротора.

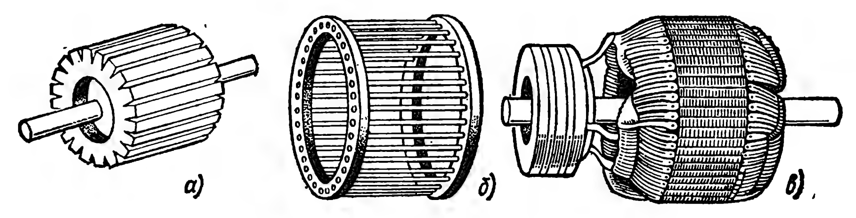


Рис. 14.3.

В большинстве двигателей применяется *короткозамкнутый ротор*. Он значительно дешевле, и, что очень существенно, обслуживание двигателя с короткозамкнутым ротором значительно проще. Обмотка короткозамкнутого ротора выполняется в виде цилиндрической клетки (рис. 14.3, *б*) из медных или алюминиевых стержней, которые без изоляции вставляются в пазы сердечника ротора. Торцевые концы стержней замыкаются накоротко кольцами из того же материала, что и стержни (так называемое «беличье колесо»). Часто короткозамкнутая обмотка изготовляется путем заливки пазов ротора расплавленным алюминием.

Обмотка *фазного ротора*, называемого также ротором с контактными кольцами (рис. 14.3, *в*), выполняется изолированным проводом. В большинстве случаев она трехфазная, с тем же числом катушек, что и обмотка статора данного двигателя. Три фазные обмотки ротора соединяются на самом роторе в звезду, а свободные концы их соединяются с тремя контактными кольцами, укрепленными на валу машины, но изолированными от этого вала. На кольца наложены щетки, установленные в неподвижных щеткодержателях. Через кольца и щетки обмотка ротора замыкается на трехфазный реостат. Обмотка статора такого двигателя включается непосредственно в трехфазную сеть (рис. 14.4). Включение реостата в цепь ротора дает возможность существенно улучшить пусковые условия двигателя — уменьшить

пусковой ток и увеличить начальный пусковой момент, кроме того, с помощью реостата, включенного в цепь ротора, можно плавно регулировать скорость двигателя.

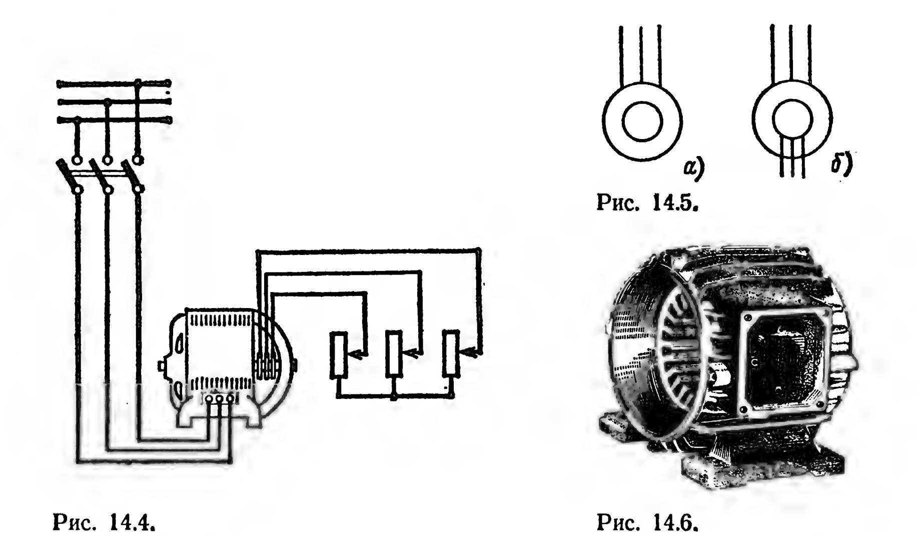


Рис. 14.4.

Рис. 14.5.

Рис. 14.6.

На рис. 14.5 приведены условные обозначения асинхронных машин с короткозамкнутым (*а*) и фазным (*б*) ротором на принципиальных электрических схемах.

Общий вид корпуса асинхронной машины с укрепленным на нем, но необмотанным сердечником статора приведен на рис. 14.6.

14.3. ВРАЩАЮЩЕЕСЯ МАГНИТНОЕ ПОЛЕ И ЕГО ОСОБЕННОСТИ

В асинхронном двигателе фазные обмотки статора подобно первичной обмотке трансформатора получают энергию из трехфазной сети. Токи обмоток статора возбуждают в машине вращающееся магнитное поле, а последнее индуктирует ЭДС в замкнутой накоротко (или на пусковой реостат) обмотке ротора. Взаимодействие токов ротора, возникающих под действием этой ЭДС, с вращающимся магнитным полем вынуждает ротор вращаться по направлению вращения поля. Но чем быстрее вращается ротор, тем меньше индуктируемые в нем токи.

Характеристики вращающегося магнитного поля зависят от способа геометрического расположения фазных обмоток статора.

Двухполюсное вращающееся поле. Для получения двухполюсного вращающегося поля необходимо три одинаковые фазные обмотки расположить на статоре так, чтобы углы между их осями были равны 120° (рис. 14.7, *в*). Если фазные обмотки соединить по схеме звезда (рис. 14.7, *а*) (или треугольник) и подключить к трехфазному источнику электрической энергии, то в витках катушек появятся токи $i_A = I_m \sin \omega t$, $i_B = I_m \sin (\omega t - 120°)$, $i_C = I_m \sin (\omega t - 240°)$

(рис. 14.7, *б*). Токи фазных обмоток создают магнитные поля. На рис. 14.7, *в* показаны направления векторов индукции магнитных полей, создаваемых каждой катушкой вдоль своей оси:

$$\left.\begin{aligned} B_A &= B_m \sin \omega t; \\ B_B &= B_m \sin(\omega t - 120°); \\ B_C &= B_m \sin(\omega t - 240°). \end{aligned}\right\} \qquad (14.1)$$

Эти магнитные индукции складываются векторно, образуя магнитную индукцию результирующего поля.

Свойства результирующего поля удобно определить через его составляющие по двум взаимно перпендикулярным осям x и y, причем оси x дадим направление оси катушки фазы A.

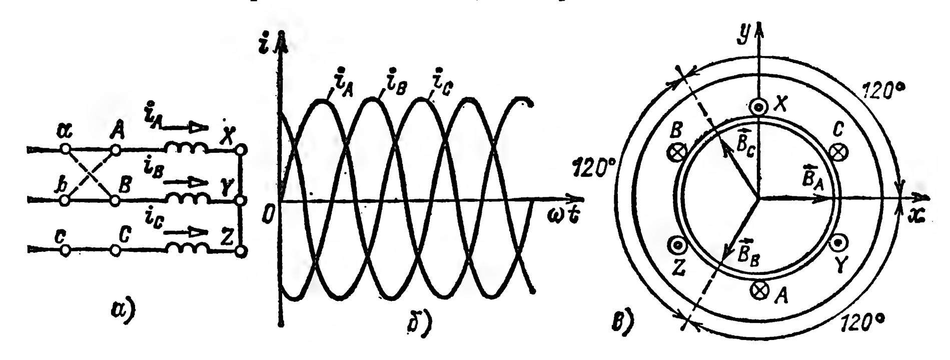


Рис. 14.7.

Определим теперь составляющую результирующего магнитного поля вдоль оси x. Она равна алгебраической сумме проекций на эту ось мгновенных значений трех индукций:

$$B_x = B_A \cos 0° + B_B \cos(-120°) + B_C \cos(-240°) =$$
$$= B_A + B_B(-1/2) + B_C(-1/2).$$

Подставив выражения индукций из (14.1), получим:

$$B_x = B_m\left[\sin \omega t - \frac{1}{2}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{2}\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\right] =$$
$$= B_m\left[\sin \omega t + \frac{1}{4}\sin \omega t + \frac{\sqrt{3}}{4}\cos \omega t + \frac{1}{4}\sin \omega t - \frac{\sqrt{3}}{4}\cos \omega t\right] =$$
$$= 1{,}5 B_m \sin \omega t. \qquad (14.2)$$

Составляющая результирующего магнитного поля по оси y будет:

$$B_y = B_A \sin 0° + B_B \sin(-120°) + B_C \sin(-240°) =$$
$$= B_B(-\sqrt{3}/2) + B_C\sqrt{3}/2,$$

или после подстановки значений индукций из (14.1):

$$B_y = B_m\left[-\frac{\sqrt{3}}{2}\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{\sqrt{3}}{2}\sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right)\right] =$$
$$= 1{,}5 B_m \cos \omega t. \qquad (14.3)$$

Результирующая магнитная индукция

$$B_{рез} = \sqrt{B_x^2 + B_y^2} = 1{,}5B_m \sqrt{\sin^2 \omega t + \cos^2 \omega t} = 1{,}5B_m, \quad (14.4)$$

т. е. результирующее магнитное поле постоянно по значению, а угол α, образуемый его магнитными линиями с осью y, определяется из условия

$$\operatorname{tg} \alpha = B_x/B_y = \sin \omega t / \cos \omega t = \operatorname{tg} \omega t.$$

Следовательно,

$$\alpha = \omega t.$$

Результирующее магнитное поле вращается в плоскости осей катушек по часовой стрелке с угловой скоростью ω. Оно последовательно совпадает по направлению с осью той из фазных обмоток, ток в которой достигает максимального значения, т. е. оно вращается в направлении последовательности фаз трехфазной системы токов в фазных обмотках.

Чтобы изменить направление вращения магнитного поля, достаточно изменить порядок подключения двух любых фазных обмоток асинхронной машины к трехфазному источнику электрической энергии, например, как показано на рис. 14.7, *а* штриховой линией.

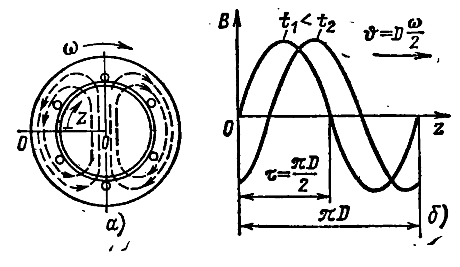


Рис. 14.8.

На рис. 14.8, *а* приведена общая картина распределения магнитных линий вращающегося магнитного поля двухполюсной асинхронной машины для некоторого момента времени t_1. Распределение индукции B в зазоре между статором и ротором в зависимости от расстояния z до линии $O — O$, принятой за начало отсчета, для моментов времени t_1 и $t_2 > t_1$ показано на рис. 14.8, *б*. Линейная скорость перемещения магнитного поля вдоль зазора определяется диаметром статора D и равна $v = D\omega/2$. При стандартной частоте переменного тока ($f = 50$ Гц) магнитное поле двухполюсной асинхронной машины делает $n = 50 \cdot 60 = 3000$ об/мин. На практике в большинстве случаев требуются двигатели с меньшей частотой вращения. Это достигается применением многополюсных обмоток статора.

Многополюсное вращающееся поле. В многополюсной обмотке статора каждой паре полюсов вращающегося поля соответствует одна катушечная группа в каждой фазной обмотке, т. е. всего три катушечные группы для трех фазных обмоток. Следовательно, если поле должно иметь p пар полюсов, то все три фазные обмотки статора должны быть разделены на

$$k = 3p \quad (14.5)$$

равных частей, т. е. p частей на каждую фазу.

В качестве примера на рис. 14.9 дана упрощенная схема шестиполюсной ($p = 3$) обмотки статора. В двухполюсной обмотке угол между сторонами одной катушечной группы равен 180°, а в многополюсной — $180°/p$, в частности, в шестиполюсной обмотке (рис. 14.9) этот угол $180°/3 = 60°$. В данном случае все фазные обмотки разделены на $3p = 9$ частей, а каждая фазная обмотка — на три части. На упрощенной схеме каждая часть фазной обмотки изображена в виде одновитковой секции и соединения нанесены только для фазы A, причём соединения на тыльной торцевой стороне сердечника статора по-

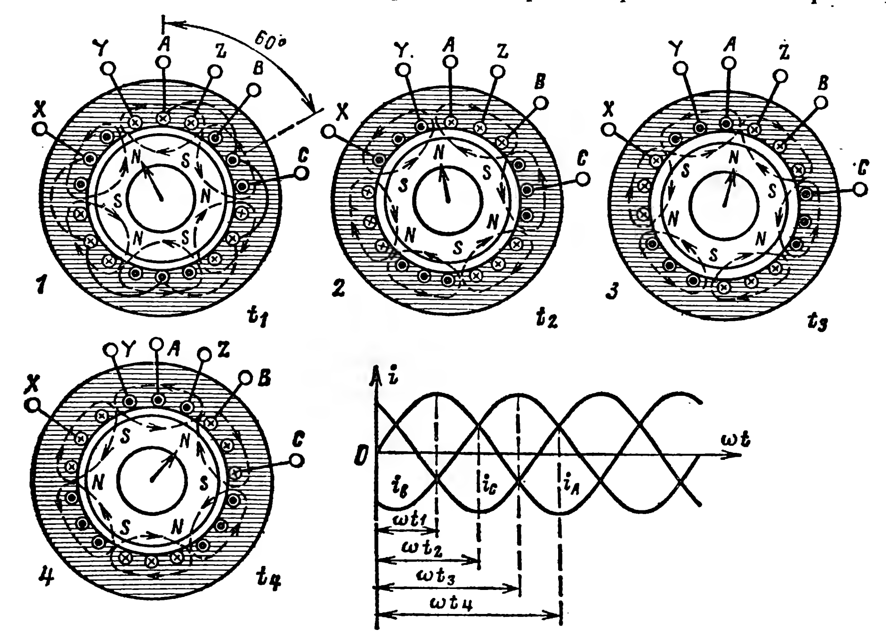


Рис. 14.9.

казаны штриховой линией. На рис. 14.9 изображены также кривые мгновенных значений трехфазной системы токов статора. Картины магнитного поля *1—4* даны для четырех различных моментов t_1 — t_4.

На крайнем левом рисунке показано направление токов в проводниках рассматриваемой обмотки в момент t_1, когда ток первой фазы имеет амплитудное значение. В соответствии с направлениями токов линии магнитного поля машины в трех местах входят в ротор и в трех выходят из него, образуя, таким образом, три пары полюсов ($p = 3$).

В некоторый следующий момент t_2 направления токов, а вместе с ними и положение магнитного поля машины соответственно изменяются и т. д. Магнитное поле машины за время одного периода переменного тока поворачивается на одну треть окружности, т. е. на расстояние, соответствующее дуге, занимаемой тремя участками фазных обмоток на статоре. Эта часть окружности статора соответствует двум полюсам ($2p$) вращающегося магнитного поля машины и называется

двойным полюсным делением (2τ). Следовательно, *полюсное деление* τ есть часть дуги окружности статора, соответствующая одному полюсу магнитного поля, т. е.

$$\tau = \pi D/2p, \tag{14.6}$$

где D — внутренний диаметр сердечника статора.

За один период T переменного тока вращающееся поле поворачивается на двойное полюсное деление (2τ), а полный оборот оно делает за p периодов. Следовательно, в секунду поле делает $1/pT = f/p$ оборотов, а частота вращения, об/мин, составит:

$$n_1 = f \cdot 60/p. \tag{14.7}$$

На рис. 14.10 приведена характеристика распределения индукции B магнитного поля вдоль зазора для шестиполюсной машины для моментов времени t_1 и t_2, если отсчет расстояния z вдоль зазора аналогичен рис. 14.8, *а*.

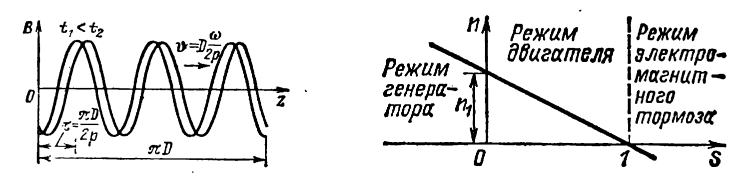


Рис. 14.10. Рис. 14.11.

14.4. РЕЖИМЫ РАБОТЫ ТРЕХФАЗНОЙ АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Режим работы трехфазной асинхронной машины определяется режимом электромагнитного взаимодействия токов в обмотках статора и ротора.

Взаимодействие вращающегося магнитного поля, создаваемого токами в обмотках статора, с токами ротора вынуждает ротор вращаться по направлению вращения поля. Но чем быстрее вращается ротор, тем меньше индуктируемые в его обмотке ЭДС, а следовательно, и токи. Если частота вращения поля n_1, а частота вращения ротора n, то режим работы асинхронного двигателя можно характеризовать *скольжением*

$$s = \frac{n_1 - n}{n_1}. \tag{14.8}$$

На рис. 14.11 приведена зависимость частоты вращения ротора от скольжения $n(s)$.

В зависимости от значения скольжения трехфазная асинхронная машина может работать в режимах двигателя, генератора и электромагнитного тормоза.

В *режиме двигателя* ($0 < s < 1$) трехфазная асинхронная машина является преобразователем электрической энергии в механическую. Ротор двигателя должен вращаться асинхронно-медленнее поля, с такой частотой вращения, при которой токи в обмотке ротора, взаимо-

действуя с вращающимся магнитным полем, создаваемым токами в обмотках статора, создают вращающий момент, уравновешивающий тормозной момент от сил трения и нагрузки на валу.

В *режиме генератора* ($s < 0$) трехфазная асинхронная машина является преобразователем механической энергии в электрическую. Ротор генератора вращается в направлении вращения магнитного поля, создаваемого токами в обмотках статора, с частотой вращения большей, чем частота вращения поля.

В *режиме электромагнитного тормоза* ($s > 1$) ротор трехфазной асинхронной машины вращается в направлении, противоположном направлению вращения магнитного поля, создаваемого токами в обмотках статора. В режиме электромагнитного тормоза в трехфазной асинхронной машине рассеивается значительная энергия в обмотках, на гистерезис и вихревые токи.

14.5. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА, ИНДУКТИРУЕМАЯ В ОБМОТКЕ СТАТОРА

Вращающееся магнитное поле машины индуктирует в каждом из витков обмотки статора ЭДС (2.2)

$$e_{\text{в}} = -d\Psi/dt.$$

Так как можно считать, что нормальная составляющая индукции магнитного поля распределена по синусоидальному закону вдоль окружности ротора, то потокосцепление витка при вращении поля изменяется во времени тоже по синусоидальному закону:

$$\Psi = \Phi_{\text{в}} \sin \omega t.$$

Это дает возможность воспользоваться для определения действующего значения ЭДС витка статора выражением трансформаторной ЭДС (7.2в), т. е.

$$E_{\text{в}} = 4{,}44 f \Phi_{\text{в}},$$

однако в отличие от трансформатора здесь $\Phi_{\text{в}}$ обозначает не амплитуду, а постоянное значение магнитного потока вращающегося поля, пронизывающего виток:

$$\Phi_{\text{в}} = l \int_0^{\tau} B_m \sin \frac{\pi}{\tau} z \quad dz = \frac{2\tau l}{\pi} B_m,$$

где l — длина ротора; τ — ширина полюсного деления.

При определении ЭДС, индуктируемой в каждой из фазных обмоток машины, необходимо учесть, что эта ЭДС индуктируется не переменным магнитным полем, а вращающимся. Обычно необходимое число витков обмотки статора не сосредоточивается в одной катушке, каждая из сторон которой лежит в одном пазу, а делится на несколько секций, размещенных в лежащих рядом q пазах. Эти секции соединены между собой последовательно и образуют *катушечную группу* обмотки (см. рис. 14.1, *б*). Ширина зубцов сердечника статора определяет геометрический центральный угол между двумя соседними пазами: $\beta = 360°/z$;

здесь z — число зубцов сердечника статора, равное числу пазов. Вращающееся магнитное поле пересекает стороны секций неодновременно, что вызывает сдвиг фаз между ЭДС соседних секций катушечной группы. Угол α этого сдвига фаз больше геометрического угла β в p раз:

$$\alpha = p\beta = p \cdot 360°/z, \tag{14.9}$$

т. е. повороту $2p$-полюсного поля на 360° соответствует изменение фазы индуктируемых ЭДС на $p \cdot 360°$.

Угол сдвига фаз α называется *электрическим углом*. Он, так же как и геометрический угол, измеряется в градусах или радианах. Из-за сдвига фаз между ЭДС отдельных секций катушечной группы ЭДС $E_{1к}$ катушечной группы меньше произведения ЭДС одного витка $E_в$ на число витков $w_{1к}$ катушечной группы:

$$E_{1к} < E_в w_{1к},$$

Рис. 14.12.

так как ЭДС секций $E_с$ складываются, как векторы (рис. 14.12). Второй причиной уменьшения ЭДС обмотки является часто применяемое *укорочение шага* обмотки, т. е. дуга между двумя сторонами витка обмотки статора берется несколько меньше полюсного деления τ. Это делается для уменьшения длины лобовых соединений. При таком укорочении виток статора сцепляется не со всем потоком полюса и, следовательно, в нем индуктируется соответственно меньшая ЭДС.

Уменьшение ЭДС из-за сдвига фаз между ЭДС отдельных секций и из-за укорочения шага при расчетах обмоток учитывается посредством обмоточного коэффициента $k_{об1} \leqslant 1$. У асинхронных машин $k_{об1} = 0{,}92 \div 0{,}96$.

Таким образом, ЭДС, индуктируемая вращающимся магнитным полем в каждой фазной обмотке статора, содержащей $w_1 = w_{1к}p$ витков, равна:

$$E_1 = pE_{1к} = w_1 k_{об1} E_в = 4{,}44 f w_1 k_{об1} \Phi_в. \tag{14.10}$$

Отметим, что понятия обмоточного коэффициента и электрического угла относятся не только к асинхронным машинам, а ко всем электрическим машинам и устройствам, в которых при работе возникает вращающееся магнитное поле в той или иной форме.

14.6. УРАВНЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ФАЗЫ СТАТОРА

В фазной обмотке статора ЭДС индуктируются не только потоком вращающегося магнитного поля, магнитные линии которого сцепляются одновременно с проводниками статора и ротора. Каждая фазная обмотка статора имеет также *потокосцепление рассеяния* $\Psi_{рас1}$. Это та часть линий магнитной индукции, которые замыкаются помимо ротора. Потокосцепление рассеяния статора $\Psi_{рас1}$ складывается (рис. 14.13) из потокосцеплений магнитных линий поля, замыкающихся поперек пазов сердечника $\Psi_п$, вокруг лобовых соединений $\Psi_л$,

между зубцами статора и ротора, т. е. в воздушном зазоре машины $\Psi_з$. Чем больше воздушный зазор, чем длиннее лобовые соединения и чем глубже заложены проводники обмотки в пазы, тем больше потокосцепление рассеяния $\Psi_{рас1}$. Так как большая часть пути магнитных линий проходит в воздухе, то на тех же основаниях, что и для трансформатора, можно считать потокосцепление рассеяния прямо пропорциональным току статора и совпадающим по фазе с этим током.

Потокосцепление рассеяния индуктирует в каждой из фаз обмотки статора ЭДС рассеяния $E_{рас1}$, которая отстает по фазе от этого потокосцепления, а следовательно, и от тока на четверть периода. Как и для трансформатора, напряжение $-\dot{E}_{рас1}$, уравновешивающее ЭДС рассеяния, можно выразить через произведение тока статора $\dot{I}_1$ на индуктивное сопротивление $x_{рас1} = \omega L_{рас1}$, т. е.

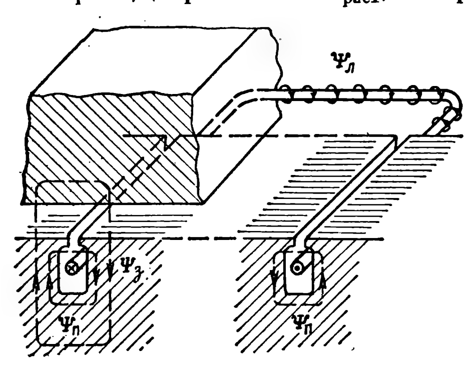


Рис. 14.13.

$$-\dot{E}_{рас\,1} = jx_{рас\,1}\dot{I}_1 = j\omega L_{рас\,1}\dot{I}_1,$$

где $L_{рас1}$ — индуктивность рассеяния фазной обмотки статора.

Таким образом, ток в каждой из фазных обмоток можно рассматривать как создаваемый совместным действием фазного напряжения сети U_1 и двух ЭДС — одной, индуктируемой вращающимся магнитным полем, и второй, индуктируемой потокосцеплением рассеяния.

Следовательно,

$$\dot{I}_1 = (\dot{U}_1 + \dot{E}_1 + \dot{E}_{рас\,1})/r_{в\,1},$$

где $r_{в1}$ — активное сопротивление витков фазной обмотки статора, на основании чего напряжение

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + (r_{в\,1} + jx_{рас\,1})\,\dot{I}_1 = (-\dot{E}_1) + \underline{Z}_{об\,1}\dot{I}_1. \qquad (14.11а)$$

Здесь величина

$$\underline{Z}_{об\,1} = r_{в\,1} + jx_{рас\,1}$$

— комплексное сопротивление фазной обмотки статора.

Это уравнение ничем не отличается от уравнения электрического состояния первичной обмотки трансформатора (8.11а), что естественно, так как в асинхронной машине, а также и в трансформаторе передача энергии во вторичную цепь (передача энергии ротору) осуществляется при посредстве магнитного поля.

В уравнении электрического состояния фазы статора асинхронного двигателя $Z_{об1}I_1$ существенно больше, чем в уравнении первичной обмотки трансформатора. Это — результат наличия воздушного зазора в магнитной цепи машины.

Все же падение напряжения $Z_{об1}I_1$ в машинах средней и большой мощности в рабочем режиме при $I_1 \leqslant I_{1ном}$ относительно мало и при-

ближенно определяется согласно (7.2в):

$$U_1 \approx E_1 = 4{,}44 f w_в k_{об\,1} \Phi_в. \qquad (14.11б)$$

Так как напряжение между выводами фазной обмотки U_1 неизменно, то приближенно можно считать магнитный поток вращающегося поля машины $\Phi_в$ также неизменным, не зависящим от ее нагрузки.

14.7. ЭЛЕКТРОДВИЖУЩАЯ СИЛА И ТОК В ОБМОТКЕ РОТОРА

Ток в обмотке ротора создается ЭДС, индуктируемой в этой обмотке вращающимся магнитным полем машины. В большинстве случаев ротор снабжен короткозамкнутой обмоткой, состоящей из N стержней, замкнутых на торцевых сторонах кольцами. Между ЭДС, индуктированными в двух соседних стержнях такой обмотки, имеет место сдвиг фаз $\alpha = 360° \, p/N$. Можно считать, что число фаз короткозамкнутого ротора равно числу стержней, $N = m_2$, а число витков в каждой такой фазе $w_2 = {}^1/_2$.

В случае фазного ротора по отношению к его фазной обмотке, содержащей w_2 витков и выполненной изолированным проводом, можно применить вышеприведенное понятие обмоточного коэффициента статора.

Примем, что вращающийся магнитный поток остается неизменным при любой нагрузке на валу двигателя вплоть до полной остановки ротора. Это следует из (14.11а) и (14.11б), если принять $Z_{об\,1} = 0$.

Таким образом, пока ротор неподвижен, ЭДС, индуктируемую в каждой из фаз его обмотки, можно рассчитывать по той же формуле (14.11б), что и ЭДС, индуктируемую в фазной обмотке статора, т. е.

$$E_{2н} = 4{,}44 f w_2 k_{об\,2} \Phi_в, \qquad (14.12)$$

где для короткозамкнутого ротора $w_2 = 1/2$; $k_{об2} = 1$.

Но во время работы двигателя ротор вращается вслед за полем, что вызывает изменение частоты индуктируемой в его обмотке ЭДС. Чтобы определить эту частоту, мы можем воспользоваться выражением (14.7) для определения частоты вращения поля: $f = pn_1/60$. В случае вращающегося ротора вместо n_1 нужно подставить разность $n_1 - n$, так как вращающееся поле пересекает витки ротора только вследствие того, что он отстает от этого поля. Следовательно, частота ЭДС, индуктируемой в роторе, называемая *частотой скольжения*, будет:

$$f_2 = p(n_1 - n)/60.$$

Чтобы выразить эту частоту через частоту питающей сети f, разделим и умножим правую часть формулы на n_1, и так как

$$f = pn_1/60, \quad а \quad (n_1 - n)/n_1 = s,$$

то окончательно частота скольжения

$$f_2 = fs, \qquad (14.13)$$

т. е. она равна частоте сети, умноженной на скольжение.

Следовательно, ЭДС фазной обмотки вращающегося ротора равна:

$$E_2 = 4{,}44 f s w_2 k_{об\,2} \Phi_в = E_{2н} s.$$

Эта ЭДС создает в каждой из фаз обмотки ротора ток

$$I_2 = E_2/\sqrt{r_{в\,2}^2 + (\omega_2 L_{рас\,2})^2} = E_2/\sqrt{r_{в\,2}^2 + (s\omega L_{рас\,2})^2},$$

где $r_{в2}$ — активное сопротивление витков фазной обмотки ротора; $L_{рас\,2}$ — индуктивность рассеяния фазной обмотки ротора, т. е. индуктивность, обусловленная той частью потокосцепления с фазной обмоткой ротора, которая не сцепляется с обмоткой статора.

Полное сопротивление фазной обмотки ротора равно:

$$Z_{об\,2} = \sqrt{r_{в\,2}^2 + (s\omega L_{рас\,2})^2},$$

где активное сопротивление $r_{в2}$ и индуктивность рассеяния $L_{рас\,2}$ можно для упрощения считать не зависящими от скольжения. Следовательно, полное сопротивление фазной обмотки ротора возрастает с увеличением скольжения s. С учетом того, что $E_{2н}s = E_2$, получим:

$$I_2 = E_{2\,н} s/\sqrt{r_{в\,2}^2 + (s\omega L_{рас\,2})^2} = E_{2\,н}/\sqrt{(r_{в\,2}/s)^2 + (\omega L_{рас\,2})^2}.$$

Ток в обмотке ротора увеличивается с увеличением скольжения вследствие возрастания в фазной обмотке ротора ЭДС $E_2 = E_{2н}s$, но одновременно увеличивается индуктивное сопротивление фазной обмотки ротора $s\omega L_{рас2}$. Благодаря этому ток возрастает далеко не в такой мере, в какой увеличивается ЭДС фазной обмотки ротора. В частности, если принять при номинальной нагрузке $s = 0{,}02$, то при пуске двигателя, когда $s = 1$, ЭДС возрастает по сравнению с рабочими условиями в 50 раз, но ток при пуске будет больше номинального примерно только в 6,5 раза. Это дает возможность в современных сетях пускать асинхронные двигатели без применения приспособлений, ограничивающих пусковой ток.

14.8. ЧАСТОТА ВРАЩЕНИЯ РОТОРА

Мы уже рассмотрели вращающееся магнитное поле, возбуждаемое токами статора. Но токи ротора также образуют многофазные системы — трехфазную в случае фазного ротора и N-фазную в случае короткозамкнутого ротора. Следовательно, токи в обмотке ротора должны также возбуждать вращающееся магнитное поле. Относительную частоту вращения $n_{отн}$ этого поля по отношению к ротору можем определить, пользуясь общим выражением частоты вращения многополюсного поля (14.7):

$$n_{отн} = f_2 \cdot 60/p.$$

Так как сам ротор вращается в том же направлении с частотой вращения n об/мин, то, следовательно, учитывая (14.13), поле ротора вращается в пространстве с частотой вращения

$$n_{отн} + n = sf \cdot 60/p + n = (n_1 - n)\, n_1/n_1 + n = n_1,$$

т. е. поле ротора вращается синхронно с полем статора, опережая при этом ротор, вращающийся медленнее поля.

Здесь учтено, что результирующие МДС трехфазной и m_2-фазной обмоток статора и ротора, соответственно в 3/2 раза по (14.4) и $m_2/2$ раз больше МДС одной фазы.

Таким образом, магнитные поля статора и ротора по отношению друг к другу остаются неподвижными, что является характерным условием полной передачи энергии вращающимся полем. Оно служит таким же связующим звеном между обмотками статора и ротора, как и переменное магнитное поле в трансформаторе, передающее энергию от первичной ко вторичной обмотке. На этом основании и при вращении ротора МДС токов статора и ротора можно рассматривать, как векторы, геометрическая сумма которых определяет МДС, возбуждающую вращающееся магнитное поле машины. При расчете этих МДС необходимо учитывать то обстоятельство, что они создаются токами в обмотках, секции которых распределены по нескольким пазам, вследствие чего МДС поля от токов отдельных секций обмоток не совпадают в пространстве. Чтобы учесть это, можно ввести в выражения МДС коэффициент, меньший единицы, приближенно равный обмоточному коэффициенту.

Следовательно, по аналогии с балансом МДС в трансформаторе (8.4) в асинхронной машине как при неподвижном, так и при вращающемся роторе справедливо условие

$$3w_1k_{об\,1}\dot{I}_1 - m_2w_2k_{об\,2}\dot{I}_2 = 3w_1k_{об\,1}\dot{I}_{1х}. \tag{14.14}$$

На основании последнего уравнения можно выразить ток статора следующим образом:

$$\dot{I}_1 = \frac{m_2w_2k_{об\,2}}{3w_1k_{об\,1}}\dot{I}_2 + \dot{I}_{1х} = \dot{I}'_2 + \dot{I}_{1х}. \tag{14.15}$$

Величина

$$\dot{I}'_2 = \frac{m_2w_2k_{об\,2}}{3w_1k_{об\,1}}\dot{I}_2$$

называется *приведенным током ротора*; это та часть тока статора, которая уравновешивает размагничивающее действие тока ротора.

Ток $\dot{I}_{1х}$ является током идеального холостого хода двигателя, т. е. током статора, когда ток ротора равен нулю. Чтобы из опыта определить $\dot{I}_{1х}$, необходимо сообщить ротору при помощи вспомогательного двигателя синхронную частоту вращения, т. е. равную частоте вращения магнитного поля. Тогда ток в роторе станет равным нулю. Таким образом, ток холостого хода двигателя при отсутствии момента нагрузки на валу больше, чем $\dot{I}_{1х}$, вследствие потерь энергии на преодоление трения в подвижных частях, на нагревание обмоток ротора и т. п.

14.9. ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА ФАЗЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

У работающего асинхронного двигателя частота тока в цепи ротора во много раз меньше частоты тока в цепи статора. Но векторные диаграммы строятся для синусоидальных величин одинаковой ча-

стоты, следовательно, ЭДС и ток ротора нельзя изобразить векторами на одной общей диаграмме с напряжениями и токами статора.

Однако в частном случае, когда ротор не вращается, частоты токов в цепях ротора и статора совпадают и построение векторной диаграммы может быть выполнено на общих основаниях. Такая диаграмма (рис. 14.14) во многом похожа на диаграмму нагруженного трансформатора (см. рис. 8.11). Она строится для одной фазы двигателя, и ее исходным вектором служит вектор $\dot{\Phi}_в$ магнитного потока вращающегося магнитного поля двигателя. Этот постоянный по значению магнитный поток распределен синусоидально вдоль окружности машины. Вращаясь с частотой вращения n_1, он индуктирует в неподвижных фазных обмотках статора и ротора синусоидальные ЭДС; следовательно, по отношению к этим обмоткам он эквивалентен переменному магнитному потоку, синусоидально изменяющемуся во времени, и может быть изображен вектором на диаграмме двигателя. По отношению к вектору потока векторы ЭДС, индуктируемых им в фазных обмотках статора ($\dot{E}_1$) и ротора ($E_{2н}$), отстают на угол 90° (2.33). Электродвижущая сила $\dot{E}_{2н}$ создает в короткозамкнутой обмотке неподвижного ротора ток

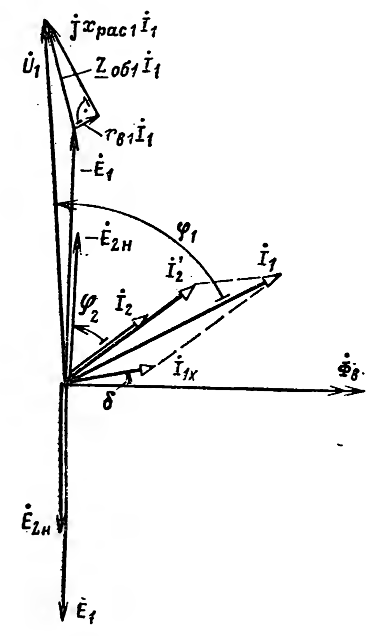


Рис. 14.14.

$$I_2 = E_{2н}/\sqrt{r_{в2}^2 + (\omega L_{рас 2})^2}.$$

По фазе этот ток отстает от вектора ($-\underline{E}_{2н}$) на угол (8.36)

$$\varphi_2 = \operatorname{arctg}(\omega L_{рас 2}/r_{в 2}).$$

Стержни или проводники обмотки ротора с трех сторон окружены ферромагнетиком, поэтому индуктивность $L_{рас 2}$ относительно велика и в неподвижном роторе, пока $f_2 = f$, ток $\dot{I}_2$ значительно отстает по фазе от ($-\dot{E}_{2н}$). Для наглядности на рис. 14.14 векторы тока и ЭДС ротора построены в масштабе, отличном от масштаба статорных величин. Току ротора I_2 соответствует в фазной обмотке статора компенсирующий его приведенный ток I_2' (14.15).

Кроме того, часть тока в обмотке статора (ток $\dot{I}_{1x}$) возбуждает магнитный поток $\dot{\Phi}_в$ машины; вектор этого тока опережает вектор магнитного потока на угол δ вследствие потерь энергии на гистерезис и вихревые токи в магнитной цепи. Вектор тока статора равен сумме векторов этих двух токов:

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_2' + \dot{I}_{1x}.$$

Вектор напряжения между выводами фазной обмотки статора можно построить на основании уравнения (14.11а):

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \underline{Z}_{об1}\dot{I}_1 = (-\dot{E}_1) + r_{в1}\dot{I}_1 + jx_{рас1}\dot{I}_1.$$

Векторная диаграмма одной фазы двигателя при неподвижном роторе по существу тождественна векторной диаграмме трансформатора при короткозамкнутой вторичной обмотке. При заторможенном двигателе падение напряжения в фазной обмотке статора $Z_{об1}I_1$ велико, вследствие чего ЭДС E_1, а значит, и магнитный поток $\Phi_в$ (14.10), примерно вдвое меньше, чем при рабочих условиях двигателя. Таким образом, по количественным соотношениям

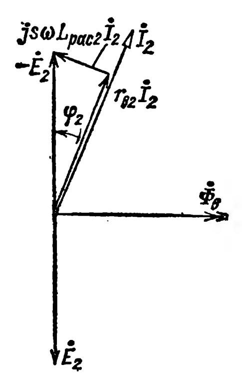


Рис. 14.15.

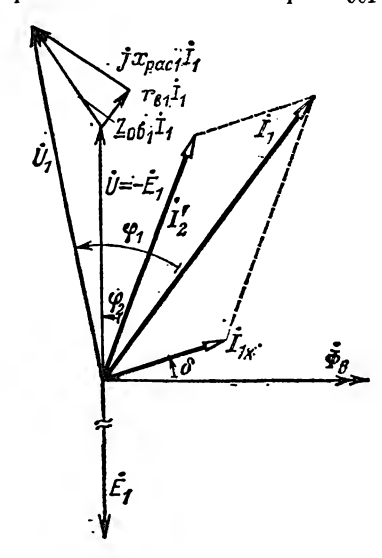


Рис. 14.16.

диаграмма заторможенного двигателя должна очень существенно отличаться от диаграммы вращающегося двигателя.

Основной трудностью при построении векторной диаграммы работающего двигателя является различие частот цепей статора (частота f) и ротора (частота $f_2 = fs$).

Можно ограничиться построением двух отдельных диаграмм для цепей ротора (рис. 14.15) и статора (рис. 14.16). Для обеих диаграмм исходным вектором удобно считать вектор $\Phi_в$ магнитного потока вращающегося поля. Этот поток по отношению к фазной обмотке вращающегося ротора эквивалентен потоку, неподвижному по отношению к ротору и изменяющемуся во времени по синусоидальному закону с частотой f_2. По отношению к неподвижной фазной обмотке статора поток $\dot{\Phi}_в$ эквивалентен неподвижному потоку, изменяющемуся во времени синусоидально с частотой f.

В рабочих условиях асинхронного двигателя скольжение $s = 0{,}02 \div 0{,}04$, вследствие чего частота тока в цепи ротора $f_2 = fs$ мала, а значит, мало и пропорциональное ей индуктивное сопротивление $s\omega L_{рас2}$; по этой причине на диаграмме ротора вектор тока $\dot{I}_2$

отстает от вектора $(-\dot{E}_2)$ лишь на небольшой угол:

$$\varphi_2 = \arccos\left[r_{в\,2}/\sqrt{r_{в\,2}^2 + (s\omega L_{рас\,2})^2}\right].$$

Вектор намагничивающего тока $\dot{I}_{1x}$ на векторной диаграмме статора должен опережать вектор $\dot{\Phi}_в$ на угол потерь в магнитной цепи δ, а положение вектора $\dot{I}'_2$ — приведенного тока ротора определяется положением вектора $\dot{I}_2$ по отношению к $\dot{\Phi}_в$. Таким образом, вектор $\dot{I}'_2$ должен опережать $\dot{\Phi}_в$ на угол $90° - \varphi_2$.

Пользуясь далее (4.15) и (4.11а), нетрудно построить векторы тока $\dot{I}_1$ и напряжения $\dot{U}_1$ фазы статора аналогично диаграмме трансформатора или заторможенного двигателя.

Две раздельные диаграммы цепей статора и ротора не показывают влияние механической нагрузки двигателя на его электрическое состояние. Чтобы уяснить это влияние, можно обратиться к трансформатору, энергетические соотношения в котором те же, что и в асинхронном двигателе. Это осуществляется путем приведения цепи ротора к частоте статора. Ток в роторе можно выразить следующим образом:

$$I_2 = E_2/\sqrt{r_{в\,2}^2 + (s\omega L_{рас\,2})^2} = E_{2\,н}/\sqrt{(r_{в\,2}/s)^2 + (\omega L_{рас\,2})^2}.$$

Разделив числитель и знаменатель уравнения тока на скольжение s, мы получили в знаменателе под корнем индуктивное сопротивление рассеяния фазной обмотки ротора при частоте сети, складывающееся с активным сопротивлением $r_{в2}/s > r_{в2}$. Величину $r_{в2}/s$ мы можем рассматривать как сумму активного сопротивления фазной обмотки ротора $r_{в2}$ и некоторого добавочного активного сопротивления r_2, во много раз большего, чем $r_{в2}$. Таким образом,

$$r_{в\,2}/s = r_{в\,2} + r_2(s). \qquad (14.16)$$

Вместе с тем, разделив E_2 на s, мы заменили малую ЭДС, индуктируемую в фазной обмотке ротора, во много раз (25—50) большей ЭДС $\dot{E}_{2н}$. Эта величина называется ЭДС фазной обмотки ротора, приведенной к частоте статора.

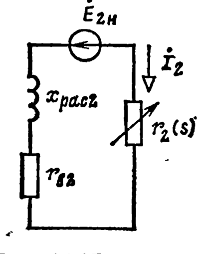


Рис. 14.17.

При вращении ротора помимо передачи энергии в обмотку ротора путем взаимной индукции происходит преобразование электрической энергии в механическую. Мы путем приведения частоты ротора к частоте сети заменили эти два преобразования простой трансформацией при неподвижном роторе. Но обмотка ротора в таких условиях эквивалентного трансформатора замкнута не накоротко, а на резистор с сопротивлением r_2 (рис. 14.17). Сопротивление этого резистора соответствует механической нагрузке; мощность резистора равна $r_2 I_2^2$ и равна механической мощности, развиваемой ротором в одной фазе.

Таким образом, работающий асинхронный двигатель для расчетов может быть заменен эквивалентным неподвижным, причем цепь фазной обмотки ротора замкнута на резистор с сопротивлением

$$r_2 = r_{в\,2}(1 - s)/s. \qquad (14.17)$$

После такой замены легко построить общую векторную диаграмму одной фазы статора и ротора двигателя, причем порядок построения тот же, что и для трансформатора или двигателя при заторможенном роторе (см. рис. 14.14). Исходным вектором служит $\Phi_в$ (рис. 14.18), по отношению к которому ЭДС фазы ротора, приведенного к условиям трансформатора $\dot{E}_{2н}$, отстает на угол 90°, так же как и ЭДС фазы статора $\dot{E}_1$.

Приведенная к частоте статора ЭДС фазы ротора $\dot{E}_{2н}$, действующая в схеме замещения, является одной из важных расчетных величин для асинхронного двигателя. Отметим, что ее значение примерно вдвое больше ЭДС $E_{2н}$, индуктируемой фактически в фазной обмотке ротора заторможенного двигателя (масштабы для роторных и статорных величин на рис. 14.18 взяты различными). Это объясняется тем, что во втором случае падение напряжения $Z_{об1}I_1$ в фазной обмотке больше из-за большего тока.

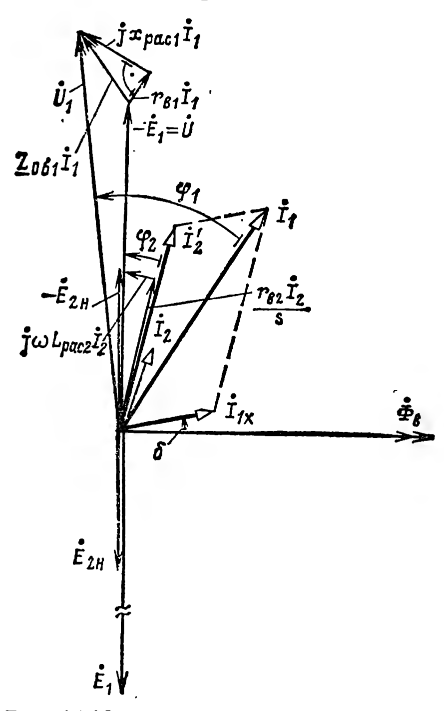


Рис. 14.18.

По отношению к ($-\dot{E}_{2н}$) ток $\dot{I}_2$ отстает на угол

$$\varphi_2 = \operatorname{arctg}[\omega L_{рас\,2}/(r_{в\,2}+r_2)] = \operatorname{arctg}(s\omega L_{рас\,2}/r_{в\,2}),$$

т. е. это тот же сдвиг фаз, который имеет место во вращающемся роторе между ($-\dot{E}_2$) и током $\dot{I}_2$ (см. рис. 14.15).

Вторичная цепь имеет активное сопротивление $r_{в2}+r_2 = r_{в2}/s$ и индуктивное сопротивление $\omega L_{рас2}$. Соответственно ЭДС $\dot{E}_{2н}$ состоит из активной составляющей $r_{в2}\dot{I}_2/s$ и реактивной составляющей $j\omega L_{рас2}\dot{I}_2$. Вектор приведенного тока фазы ротора

$$\dot{I}_2' = (m_2 w_2 k_{об\,2}/3 w_1 k_{об\,1})\,\dot{I}_2,$$

а ток фазы статора $\dot{I}_1 = \dot{I}_2 + \dot{I}_{1x}$. Наконец, вектор напряжения фазы статора строится на основании уравнения

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + r_{в\,1}\dot{I}_1 + jx_{рас\,1}\dot{I}_1.$$

14.10. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ ФАЗЫ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для расчетов рабочих процессов асинхронного двигателя часто используется схема замещения фазы двигателя, состоящая из резистивных и индуктивных элементов с постоянными параметрами, а

также резистивного элемента с переменным сопротивлением, замещающим механическую нагрузку на валу двигателя.

Для обоснования такой схемы замещения преобразуем соответствующим образом основные уравнения состояния двигателя. Для этого все роторные величины приведем к числу витков, обмоточному коэффициенту и числу фаз статора подобно тому, как мы приводили к числу витков первичной обмотки трансформатора величины, относящиеся ко вторичной обмотке (см. § 8.5). Асинхронный двигатель является трехфазным устройством, но его фазы симметричны, поэтому достаточно составить схему замещения для одной фазы.

Электродвижущая сила фазы статора E_1 связана с ЭДС фазы неподвижного эквивалентного ротора $E_{2н}$ соотношением

$$E_1 = (w_1 k_{об\,1}/w_2 k_{об\,2})\, E_{2\,н} = k_e E_{2\,н},$$

где k_e — коэффициент трансформации напряжений асинхронной машины.

Согласно векторной диаграмме фазы двигателя (рис. 14.18)

$$-\dot{E}_{2\,н} = \left(\frac{r_{в\,2}}{s} + j\omega L_{рас\,2}\right)\dot{I}_2 = (r_{в\,2} + r_2 + j\omega L_{рас\,2})\,\dot{I}_2 = \underline{Z}_{об\,2}\dot{I}_2 + r_2\dot{I}_2.$$

Следовательно,

$$-\dot{E}_1 = (\underline{Z}_{об\,2} + r_2)\, k_e \dot{I}_2.$$

Ток фазы ротора $\dot{I}_2$ можно заменить приведенным током:

$$\dot{I}_2 = (3w_1 k_{об\,1}/m_2 w_2 k_{об\,2})\,\dot{I}'_2 = k_i \dot{I}'_2,$$

где k_i — *коэффициент трансформации токов* асинхронной машины.

Сделав подстановку, получим:

$$\dot{E}_1 = -(\underline{Z}_{об\,2} + r_2)\, k_e k_i \dot{I}'_2.$$

Произведение $k_e k_i = k$ есть *коэффициент трансформации* асинхронной машины.

Введем теперь в уравнения электрического состояния фазы статора асинхронного двигателя приведенные сопротивления цепи ротора:

$$k_e k_i \underline{Z}_{об\,2} = \underline{Z}'_{об\,2} \quad и \quad k_e k_i r_2 = r'_2.$$

Элементы с такими сопротивлениями в цепи фазы статора будут потреблять такую же энергию и при том же сдвиге фаз между током и напряжением, как это имеет место в соответствующих сопротивлениях элементов цепи фазы ротора по схеме на рис. 14.17.

Таким образом, ЭДС фазы статора равна:

$$\dot{E}_1 = -(\underline{Z}'_{об\,2} + r'_2)\,\dot{I}'_2,$$

а напряжение статора (фазное)

$$\dot{U}_1 = (-\dot{E}_1) + \underline{Z}_{об\,1}\dot{I}_1 = \underline{Z}_{об\,1}\dot{I}_1 + (\underline{Z}'_{об\,2} + r'_2)\,\dot{I}'_2. \qquad (14.18)$$

С другой стороны, ЭДС $\dot{E}_1$ пропорциональна намагничивающему току $\dot{I}_{1х}$ и по тем же соображениям, как и для трансформатора, напря-

жение

$$(-\dot{E}_1) = \underline{Z}_{12}\dot{I}_{1x},$$

где условная величина $\underline{Z}_{12}$, модуль которой имеет размерность сопротивления, в эквивалентной схеме замещения соответствует магнитной цепи двигателя. Следовательно, для напряжения фазы статора справедливо также второе уравнение

$$\dot{U}_1 = \underline{Z}_{об1}\dot{I}_1 + \underline{Z}_{12}\dot{I}_{1x}. \qquad (14.19)$$

Вместе с уравнением тока статора

$$\dot{I}_1 = \dot{I}_{1x} + \dot{I}'_2 \qquad (14.20)$$

два уравнения напряжения фазы статора (14.18) и (14.19) можно рассматривать как уравнения, соответствующие законам Кирхгофа для цепи на рис. 14.19. В ней элементы $\underline{Z}_{об1}$ изображают схему замещения обмотки фазы статора, $\underline{Z}'_{об2}$ — обмотки фазы ротора, $\underline{Z}_{12}$ — магнитную цепь машины, а r'_2 — механическую нагрузку.

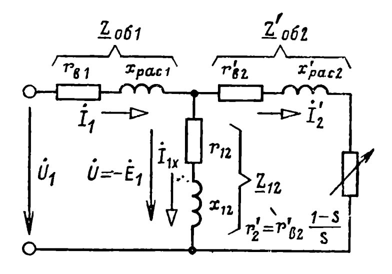


Рис. 14.19.

Уточним, что ток $\dot{I}_{1x}$ является током фазы статора *идеального холостого хода* двигателя, т. е. это ток двигателя в условиях, когда ток в роторе отсутствует ($I_2 = 0$). Ток $\dot{I}_{1x}$ можно измерить, если посредством внешнего двигателя довести ротор до синхронной частоты вращения ($s = 0$).

При такой синхронной частоте вращения сопротивление резистивного элемента, соответствующего механической нагрузке в эквивалентной схеме замещения, равно (14.16):

$$r'_2 = r'_{в2}/s - r'_{в2} = r'_{в2}(1 - s)/s = \infty.$$

Если затормозить двигатель до полной остановки, то $s = 1$ и, следовательно,

$$r'_2 = 0.$$

По этой причине опыт полной остановки двигателя именуется *опытом короткого замыкания* — обычно он осуществляется при сильно пониженном напряжении на статоре.

14.11. ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЙ БАЛАНС АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Полная мощность трехфазного асинхронного двигателя равна:

$$\underline{S} = P_1 + jQ_1 = 3U_1I_1\cos\varphi_1 + j3U_1I_1\sin\varphi_1,$$

где P_1 — активная мощность двигателя; Q_1 — реактивная мощность двигателя.

Активная мощность двигателя P_1 определяет среднюю мощность необратимого преобразования в двигателе электрической энергии,

потребляемой им из трехфазной сети, в механическую, тепловую и другие виды энергии.

Реактивная мощность двигателя Q_1 определяет максимальную мощность обмена энергией между источником и магнитным полем двигателя (2.52).

Активная мощность и КПД двигателя. Диаграмма преобразования энергии в двигателе показана на рис. 14.20. В ней исходной величиной является активная мощность $P_1 = 3U_1I_1 \cos \varphi_1$ потребления электрической энергии из сети трехфазного тока. Часть этой мощности $P_{пр1}$ равна мощности потерь на нагревание проводников обмотки статора.

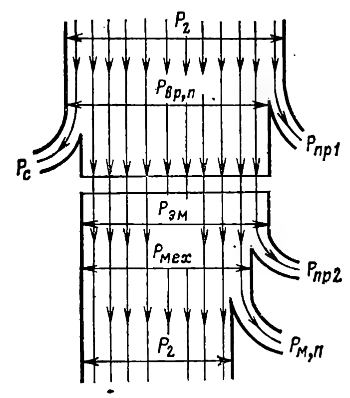


Рис. 14.20.

Остальная мощность преобразуется в мощность вращающегося магнитного поля $P_{вр,\,п}$. Часть этой мощности $P_с$ составляет мощность потерь на гистерезис и вихревые токи в сердечнике статора. Мощность потерь в сердечнике ротора, через который замыкается вращающийся магнитный поток, практического значения не имеют благодаря тому, что частота f_2 в роторе весьма мала (1—3 Гц). При такой частоте мощность потерь на гистерезис и вихревые токи незначительна.

Оставшаяся часть мощности вращающегося магнитного поля составляет электромагнитную мощность ротора $P_{эм} = P_{вр,п} - P_с$. Наконец, чтобы определить механическую мощность $P_{мех}$, развиваемую ротором, из электромагнитной мощности нужно вычесть мощность потерь на нагревание проводников обмотки ротора $P_{пр2}$. Следовательно,

$$P_{мех} = P_1 - P_{пр1} - P_с - P_{пр2}.$$

Но полезная механическая мощность P_2 на валу двигателя будет меньше механической мощности $P_{мех}$ из-за механических потерь $P_{м,п}$ в двигателе, т. е.

$$P_2 = P_{мех} - P_{м,\,п}.$$

Отношение полезной механической мощности P_2 на валу двигателя к активной мощности P_1 потребления электрической энергии из сети определяет КПД асинхронного двигателя

$$\eta = P_2/P_1.$$

Коэффициент полезного действия современных трехфазных асинхронных двигателей при номинальном режиме работы составляет 0,8—0,95.

Реактивная мощность и коэффициент мощности двигателя. Реактивная мощность Q_1 характеризует обратимый процесс обмена между энергией, запасенной в магнитном поле двигателя, и энергией источ-

ника. Так как необходимость магнитного поля обусловлена принципом действия асинхронного двигателя, то неизбежна реактивная мощность двигателя.

При проектировании и эксплуатации асинхронных двигателей представляет интерес соотношение между активной и реактивной мощностями, которое определяется *коэффициентом мощности*:

$$\cos\varphi_1 = \frac{P_1}{\sqrt{P_1^2 + Q_1^2}}. \qquad (14.21)$$

Анализ уравнения электрического состояния фазы статора (14.11б) показывает, что при постоянном напряжении U_1 между выводами фазной обмотки статора и $I_1 \leqslant I_{1ном}$ магнитный поток вращающегося поля машины $\Phi_в$ также постоянен и не зависит от ее нагрузки. Это означает, что энергия, запасаемая в магнитном поле асинхронного двигателя, и реактивная мощность двигателя также постоянны и не зависят от ее нагрузки. Но так как с увеличением нагрузки активная мощность двигателя увеличивается, то из (14.21) следует, что с увеличением нагрузки коэффициент мощности двигателя увеличивается. Если при отсутствии нагрузки на валу двигателя коэффициент мощности асинхронного двигателя равен 0,1—0,15, то при номинальной нагрузке двигателя коэффициент мощности достигает 0,8 — 0,9.

14.12. ВРАЩАЮЩИЙ МОМЕНТ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Выражение для вращающего момента асинхронного двигателя можно получить из формулы для механической мощности $P_{мех}$ на валу двигателя:

$$M_{вр} = P_{мех}/\omega_р, \qquad (14.22)$$

где $\omega_р$ — угловая скорость ротора.

Так как угловая скорость ротора $\omega_р = 2\pi n/60$, то, следовательно, связь между угловыми скоростями магнитного поля $\omega_п$ двигателя и ротора $\omega_р$ определяется скольжением

$$s = (n_1 - n)/n_1 = (\omega_п - \omega_р)/\omega_п,$$

или

$$\omega_р = \omega_п (1 - s).$$

Угловая скорость вращающегося магнитного поля $\omega_п$ равна угловой частоте синусоидального тока в фазных обмотках статора ω для двухполюсного двигателя ($p = 1$). В общем случае многополюсного двигателя угловая скорость магнитного поля равна:

$$\omega_п = \omega/p,$$

где p — число пар полюсов.

Подставив в (14.22) выражение $\omega_р$ через ω, получим:

$$M_{вр} = \frac{p}{(1-s)\,\omega} P_{мех}. \qquad (14.23)$$

Из анализа схемы замещения фазы двигателя (рис. 14.19) известно, что механическая мощность на валу равна:

$$P_{\text{мех}} = 3r_2'(I_2')^2 = 3r_{\text{в}2}'\frac{1-s}{s}(I_2')^2 = r_{\text{в}2}m_2\frac{1-s}{s}I_2^2. \qquad (14.24)$$

Подставив значение механической мощности на валу двигателя из (14.24) в (14.23), получим выражение вращающего момента:

$$M_{\text{вр}} = m_2 p r_{\text{в}2} I_2^2/\omega s, \qquad (14.25)$$

а так как $r_{\text{в}2}I_2 = E_2 \cos\varphi_2$ на основании векторной диаграммы фазы ротора (рис. 14.15), а $E_2/s = E_{2\text{н}}$, то, следовательно,

$$M_{\text{вр}} = E_{2\text{н}} I_2 \frac{m_2 p}{\omega}\cos\varphi_2. \qquad (14.26)$$

Чтобы ввести в выражение момента на валу (14.26) значение магнитного потока вращающегося поля, заменим согласно (14.12)

$$E_{2\text{н}} = 4{,}44 f w_2 k_{\text{об}\,2}\Phi_{\text{в}} = \omega w_2 k_{\text{об}\,2}\Phi_{\text{в}}/\sqrt{2}$$

и получим:

$$M_{\text{вр}} = \frac{1}{\sqrt{2}} m_2 p w_2 k_{\text{об}\,2}\Phi_{\text{в}} I_2\cos\varphi_2 = \text{const}\,\Phi_{\text{в}} I_2 \cos\varphi_2, \qquad (14.27)$$

т. е. вращающий момент двигателя пропорционален произведению потока вращающегося магнитного поля и тока в обмотке ротора.

14.13. МЕХАНИЧЕСКАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Для устойчивой работы двигателя важно, чтобы автоматически устанавливалось равновесие вращающего и тормозного моментов; с увеличением нагрузки на валу двигателя должен соответственно возрастать и вращающий момент. Это уравновешивание у работающего асинхронного двигателя осуществляется следующим образом: при увеличении нагрузки на валу тормозной момент оказывается больше вращающего момента, вследствие чего частота вращения ротора уменьшается — скольжение возрастает. Повышение скольжения вызывает увеличение вращающего момента, и равновесие моментов восстанавливается при возросшем скольжении.

Однако зависимость вращающего момента от скольжения довольно сложна.

Действительно, в уравнении вращающего момента (14.27) все три величины I_2, $\Phi_{\text{в}}$ и $\cos\varphi$ зависят от скольжения.

Ток ротора I_2 (см. § 14.7) с возрастанием скольжения быстро увеличивается вследствие увеличения ЭДС E_2, пропорциональной скольжению. Сначала, пока индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора $s\omega L_{\text{рас}2}$ мало по сравнению с ее активным сопротивлением $r_{\text{в}2}$, значение тока при увеличении скольжения возрастает быстро, а затем, когда $s\omega L_{\text{рас}2} \geqslant r_{\text{в}2}$, все медленнее.

Коэффициент мощности цепи ротора

$$\cos\varphi_2 = r_{\text{в}2}/\sqrt{r_{\text{в}2}^2 + (s\omega L_{\text{рас}\,2})^2}$$

вследствие возрастания скольжения уменьшается сначала медленно, а потом все быстрее. Полезно пояснить физические условия, определяющие влияние $\cos \varphi_2$ на вращающий момент.

Для этого достаточно обратиться к крайним идеальным условиям — предположить, что $\cos \varphi_2 = 0$, т. е. принять, что обмотка ротора обладает только индуктивным сопротивлением. В таких условиях токи в обмотке ротора будут иметь наибольшее значение в тех проводниках ротора, в месте расположения которых индукция была максимальной четверть периода тому назад (рис. 14.21). Ток будет иметь максимальное значение там, где индукция вращающегося магнитного поля отсутствует, а силы, действующие на остальные провода ротора, будут взаимно уравновешиваться и вращающий момент на валу двигателя будет равен нулю.

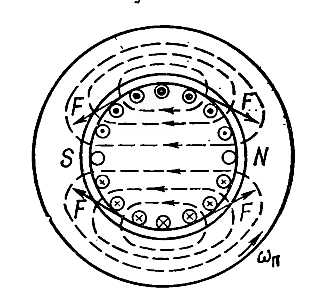


Рис. 14.21.

В реальных условиях асинхронного двигателя цепь ротора обладает как активным, так и индуктивным сопротивлением, причем последнее изменяется пропорционально скольжению, что соответственно сказывается на вращающем моменте машины.

Влияние скольжения сказывается и на главном потоке машины $\Phi_в$, хотя и в меньшей мере. С увеличением скольжения возрастает ток I_1 статора, а следовательно, уменьшается ЭДС

$$\dot{E}_1 = \dot{U}_1 - Z_{об1}\dot{I}_1$$

и пропорциональный ей магнитный поток $\Phi_в$, так как (14.10)

$$\Phi_в = E_1/4{,}44 f w_1 k_{об1}.$$

В выражении момента (14.27) три величины зависят от скольжения, причем одна из них I_2 увеличивается с ростом скольжения, а две другие — $\Phi_в$ и $\cos \varphi_2$ убывают. Следовательно, определенному значению скольжения, называемому *критическим скольжением* $s_{кр}$, должно соответствовать максимальное значение вращающего момента. Чтобы определить условия максимума момента на валу через параметры машины, обратимся к выражению момента (14.25), в котором I_2 определим из схемы замещения фазы статора (рис. 14.19) без учета тока холостого хода $I_{1х}$:

$$M_{вр} = \frac{3p}{\omega s} \frac{r'_{в2} U_1^2}{(r_{в1} + r'_{в2}/s)^2 + (x_{рас\,1} + x'_{рас\,2})^2}. \qquad (14.28)$$

Возьмем первую производную от выражения вращающего момента (14.28) по скольжению и приравняем ее нулю:

$$\frac{dM_{вр}}{ds} = \frac{3p}{\omega} U_1^2 r'_{в2} \frac{r'^2_{в2} - s^2\left[r_{в1}^2 + (x_{рас\,1} + x'_{рас\,2})^2\right]}{\left[(r_{в1}s + r'_{в2})^2 + s^2(x_{рас\,1} + x'_{рас\,2})^2\right]^2} = 0. \qquad (14.29)$$

Нулю может быть равен только числитель этого выражения, следовательно, *критическое скольжение*, соответствующее максимуму мо-

мента, будет:

$$s_{кр} = \pm r'_{в2} / \sqrt{r^2_{в1} + (x_{рас\,1} + x'_{рас\,2})^2},$$

здесь знак минус относится к работе машины в режиме генератора. Так как у машин значение $r^2_{в1}$ составляет не более 5 % значения подкоренного выражения, то можно этой величиной пренебречь и считать, что критическое скольжение, выраженное через приведенные параметры цепи ротора, будет:

$$s_{кр} = \pm r'_{в2} / (x_{рас\,1} + x'_{рас\,2}). \qquad (14.30)$$

Если заменим $r'_{в2} = kr_{в2}$; $x'_{рас2} = kx_{рас2}$; $x_{рас1}/k = x''_{рас1}$, то получим выражение $s_{кр}$ через роторные сопротивления $r_{в2}$, $x_{рас2}$ и $x''_{рас1}$ — индуктивное сопротивление рассеяния фазной обмотки статора, приведенное к числу фаз, витков и обмоточному коэффициенту ротора:

$$s_{кр} = \pm r_{в2} / (x''_{рас\,1} + x_{рас\,2}). \qquad (14.31)$$

Индуктивность рассеяния обмоток ротора относительно велика, так как проводники лежат в пазах сердечника; поэтому максимальный момент двигателя обычно соответствует весьма небольшим скольжениям, а именно 4 % у двигателей большой мощности и до 14 % у двигателей малой мощности.

Характерный график зависимости вращающего момент двигателя от скольжения показан на рис. 14.22. Максимум вращающего момента разделяет график вращающего момента на устойчивую часть от $s = 0$ до $s_{кр}$ и неустойчивую часть — от $s_{кр}$ до $s = 1$, в пределах которой вращающий момент уменьшается с ростом скольжения.

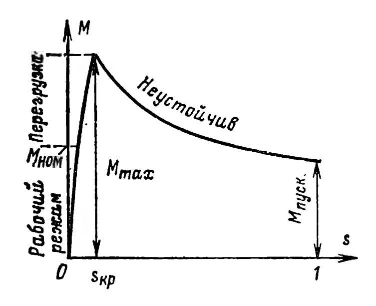


Рис. 14.22.

У работающего двигателя динамическое равновесие моментов автоматически восстанавливается при увеличении скольжения, пока тормозной момент на валу меньше максимального момента двигателя. Но когда тормозной момент достиг значения максимального момента двигателя, тогда при дальнейшем увеличении нагрузки возрастание скольжения будет лишь уменьшать вращающий момент: таким образом, динамическое равновесие, нарушенное увеличением нагрузки, не восстанавливается и вследствие преобладания тормозного момента двигатель останавливается.

Выразим теперь максимальный вращающий момент через параметры машины; для этого подставим выражение критического скольжения (14.30) в уравнение момента (14.28).

Пренебрегая значением величины $r_{в1}$ по сравнению со значением величины $(x_{рас1} + x'_{рас2})$, получим выражение *максимального момента* асинхронного двигателя в следующей простой форме:

$$M_{max} = \frac{3p}{2\omega} \frac{U_1^2}{x_{рас\,1} + x'_{рас\,2}}. \qquad (14.32)$$

Максимальный момент определяет перегрузочную способность асинхронного двигателя. Выражение (14.32) показывает, что M_{max} не зависит от активного сопротивления цепи ротора, в то же время согласно (14.30) и (14.31) критическое скольжение пропорционально этому сопротивлению. Следовательно, можно, увеличивая активное сопротивление цепи ротора, увеличивать критическое скольжение, не изменяя максимальный момент. Это используется для улучшения пусковых условий в двигателях с фазным ротором.

То обстоятельство, что максимальный вращающий момент пропорционален U_1^2, делает асинхронный двигатель весьма чувствительным к снижению напряжения питающей его сети. При значительном снижении U_1 вращение двигателя при пуске в ход может не начаться.

У нормальных асинхронных двигателей максимальный момент больше номинального в 2—2,5 раза.

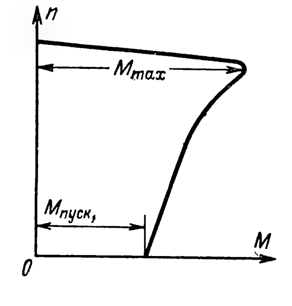


Рис. 14.23.

Для целей электропривода большое значение имеет зависимость частоты вращения двигателя от нагрузки на валу $n(M)$; эта зависимость носит название *механической характеристики*. По своей форме она отличается от кривой $M_{вр}(s)$ только положением по отношению к координатным осям.

Как показывает кривая рис. 14.23, частота вращения асинхронного двигателя лишь незначительно снижается при увеличении вращающего момента в пределах от нуля до максимального значения, т. е. механическая характеристика двигателя в этом случае жесткая.

При перегрузке свыше максимального момента M_{max} (что составляет примерно двух-, трехкратную перегрузку) двигатель входит в область неустойчивого режима (если тормозной момент на валу постоянен) и останавливается. Это обстоятельство вынуждает выбирать мощность двигателя так, чтобы даже при кратковременной перегрузке не был превышен максимальный момент; в противном случае привод должен быть снабжен соответствующим маховиком.

Механическая характеристика, относящаяся к нормальным рабочим условиям машины, называется *естественной механической характеристикой* в отличие от искусственной механической характеристики, какой является, например, характеристика двигателя с фазным ротором, когда в цепь ротора включен реостат.

14.14. ПУСК АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ В ХОД

Важное практическое значение для оценки асинхронных электродвигателей имеют их пусковые свойства. Эти свойства в основном определяются следующими величинами: пусковым током $I_{пуск}$ и начальным пусковым моментом $M_{пуск}$, плавностью и экономичностью пускового процесса, длительностью пуска. В каталогах обычно ука-

зывается кратность пускового значения величины к ее номинальному значению ($I_{пуск}/I_{ном}$ и $M_{пуск}/M_{ном}$).

Пусковые свойства асинхронного двигателя определяются особенностями его конструкции, в частности устройством ротора.

Пуск асинхронных двигателей с фазным ротором. Пусковые условия асинхронного двигателя с фазной обмоткой ротора (рис. 14.24, *а* — схема замещения; *б* — условное обозначение) можно существенно улучшить ценой некоторого усложнения конструкции и обслуживания двигателя.

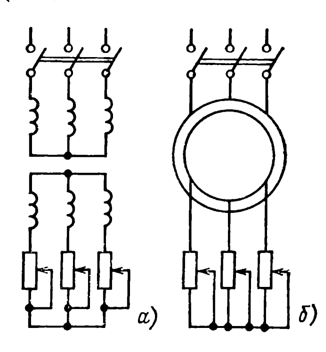


Рис. 14.24.

Рис. 14.25.

Если в уравнении вращающегося момента (14.28) положить $s = 1$, то получим выражение начального пускового момента, т. е. момента, развиваемого двигателем при трогании с места:

$$M_{пуск} = \frac{3p}{\omega} \frac{r'_{в2} U_1^2}{(r_{в1} + r'_{в2})^2 + (x_{рас\,1} + x'_{рас\,2})^2}. \qquad (14.33)$$

Если нужно, чтобы $M_{пуск} = M_{max}$, т. е. чтобы при пуске двигатель развивал максимальный момент, то согласно (14.30) активное сопротивление фазной обмотки ротора должно быть:

$$r'_{в2} = x_{рас\,1} + x'_{рас\,2}, \qquad (14.34)$$

или

$$r_{в2} = x''_{рас\,1} + x_{рас\,2}.$$

Так как активное сопротивление фазной обмотки ротора относительно мало, то для получения максимального начального пускового момента необходимо в цепь ротора включить пусковой реостат с сопротивлением фазы

$$r_р \approx x''_{рас\,1} + x_{рас\,2}.$$

В этом случае зависимость $M(s)$ асинхронного двигателя будет иметь максимум при $s = 1$ (рис. 14.25).

Как только ротор начинает вращаться, уменьшается скольжение, а вместе с ним ЭДС и ток ротора, вследствие чего уменьшается вращающий момент. Чтобы двигатель продолжал развивать вращающий момент, близкий к максимальному, сопротивление пускового рео-

стата нужно постепенно уменьшать. Наконец, когда двигатель достигает номинальной частоты вращения, пусковой реостат замыкают накоротко.

Для уменьшения механических потерь и износа колец и щеток двигатели снабжаются иногда приспособлением для подъема щеток и замыкания колец накоротко.

Включение добавочного резистора в цепь ротора изменяет характер зависимости вращающего момента M от скольжения s. При этом согласно (14.32) не изменяется максимальный момент двигателя, увеличение $r_р$ только смещает его в сторону большего скольжения. Все графики зависимостей $M(s)$ имеют поэтому вершину характеристики на одинаковой высоте (рис. 14.25).

Выключение ступеней пускового реостата заставляет двигатель изменять режим работы, переходя с одной характеристики на другую. Секции реостата обычно выводят на контакты, благодаря чему при пуске момент двигателя и ток изменяются по ступенчатой кривой (рис. 14.26), число ступеней которой определяется числом контактов пускового реостата. При этом пусковой момент изменяется в пределах от M'' до M'.

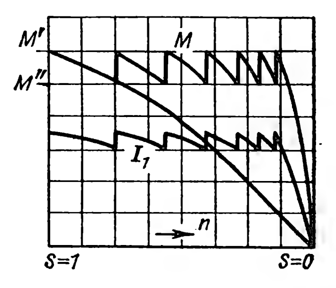


Рис. 14.26.

Чем больше должен быть пусковой момент, чем ближе он к максимальному моменту, тем больше будет и пусковой ток. По этой причине лишь для особо тяжелых условий пуска реостат подбирается так, чтобы пусковой момент был равен максимальному.

Чтобы *пусковой реостат* в течение времени пуска не перегревался, его мощность должна примерно равняться мощности двигателя. Для двигателей большой мощности пусковые реостаты выполняются с масляным охлаждением. В других случаях иногда применяются очень дешевые и простые водяные реостаты.

Конечно, применение пускового реостата значительно улучшает пусковые условия асинхронного двигателя, повышая пусковой момент и уменьшая пусковой ток. Но, с другой стороны, применение ротора с фазной обмоткой удорожает двигатель, усложняет его обслуживание и, наконец, несколько ухудшает $\cos\varphi$ и КПД двигателя. У двигателей большой мощности эта разница в КПД и $\cos\varphi$ незначительна и недостатками фазного ротора остаются удорожание машины, длительность и сложность управления ступенями пускового реостата.

Пуск асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором. В большинстве случаев применяется прямой пуск двигателей с короткозамкнутым ротором. Такой пуск исключительно прост и быстр. Необходим лишь простейший коммутирующий аппарат, например рубильник, или для двигателя высокого напряжения — масляный выключатель. При прямом пуске двигателя кратность пускового тока высока, примерно 5,5—7 (для двигателей мощностью 0,6—100 кВт

при синхронной частоте вращения, т. е. при 750—3000 об/мин). Такой кратковременный пусковой ток относительно безопасен для двигателя, но вызывает изменение напряжения в сети, что может неблагоприятно сказаться на других потребителях энергии, присоединенных к той же распределительной сети. По этим причинам номинальная мощность асинхронных двигателей, пускаемых прямым включением, зависит от мощности распределительной сети. В мощных сетях промышленных предприятий возможен прямой пуск двигателей с короткозамкнутым ротором мощностью до 1000 кВт и даже выше, но во многих случаях эта мощность не должна превышать 100 кВт.

Следует иметь в виду еще один недостаток пускового режима асинхронного двигателя. У двигателей с короткозамкнутой обмоткой ротора кратность пускового момента лежит в пределах 1—2 (рис. 14.22). Таким образом, при большом токе двигатель развивает относительно небольшой вращающий момент.

Улучшение пускового режима асинхронного двигателя сводится к уменьшению пускового тока, когда это необходимо, причем желательно, чтобы пусковой момент был возможно больше.

Для уменьшения пускового тока можно на время понизить напряжение между выводами фазных обмоток статора, включив для этого последовательно с обмоткой статора трехфазную катушку индуктивности. Уменьшение пускового тока, создаваемое понижением напряжения на статоре, вызывает уменьшение пускового момента, пропорционального квадрату напряжения на статоре (14.33). Например, при таком пуске уменьшение пускового тока в 2 раза будет сопровождаться уменьшением пускового момента в 4 раза. Во многих случаях при пуске двигателя под нагрузкой такое понижение момента недопустимо — двигатель не сможет преодолеть тормозной механический момент на валу.

Понижение напряжения на статоре на время пуска можно осуществить также посредством переключения на время пуска обмотки статора, нормально работающей при соединении по схеме треугольник, на соединение по схеме звезда. Такое переключение применяется только для пуска в ход короткозамкнутых двигателей относительно малой мощности, примерно до 20 кВт.

Пусковые характеристики асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором могут быть существенно улучшены, если обмотка ротора имеет двойную беличью клетку. Такой ротор снабжен двумя клетками, лежащими одна над другой: наружной — пусковой и внутренней — рабочей. Материалом стержней наружной клетки служит обыкновенно марганцовистая латунь, т. е. материал с повышенным по сравнению с медью удельным сопротивлением. Материалом стержней внутренней клетки служит медь. Кроме того, стержни внутренней клетки имеют обычно большую площадь поперечного сечения. Таким образом, активное сопротивление наружной клетки значительно больше активного сопротивления внутренней (в 4—5 раз). Обе клетки снабжены с торцевых сторон замыкающими кольцами.

Стержни клеток размещены соответственно в наружной и внут-

ренней частях паза. Такое расположение клеток приводит к большому различию значений их индуктивности рассеяния. Последняя у внутренней клетки велика, так как стержни этой клетки окружены сталью, прорезанной лишь сверху узкой щелью паза (рис. 14.27, *a* и *b*). У наружной клетки индуктивность рассеяния значительно меньше, так как значительная часть пути линий поля рассеяния вокруг ее стержней проходит в воздушном промежутке между ротором и статором с большим магнитным сопротивлением, а также по щели паза под стержнями.

В первый момент пуска двигателя (пока $s = 1$) частота токов в обмотке ротора равна частоте сети; в этих условиях полное сопротивление внутренней клетки обусловливается главным образом ее большим индуктивным сопротивлением рассеяния. Таким образом, при пуске двигателя в роторе имеет место явление вытеснения тока из внутренней беличьей клетки. В то же время полное сопротивление наружной клетки определяется преимущественно ее активным сопротивлением. Ток наружной клетки при пуске мало сдвинут по фазе по отношению к индуктированной в ней ЭДС; он создает большой пусковой момент, как это имеет место и у двигателя с фазным ротором при включении пускового реостата. Отношение токов наружной и внутренней клеток зависит от отношения полных сопротивлений этих клеток; обычно при пуске ток внутренней клетки значительно меньше тока наружной.

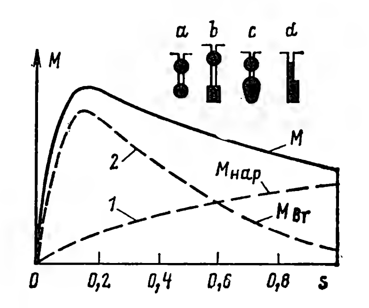


Рис. 14.27.

По мере разбега ротора частота токов в нем уменьшается и вместе с тем уменьшается влияние индуктивного сопротивления на распределение токов. При номинальной скорости частота токов ротора имеет значение порядка 1 Гц; в этих условиях индуктивные сопротивления рассеяния весьма малы и распределение токов между клетками ротора определяется отношением активных сопротивлений клеток. Поэтому ток наружной клетки будет меньше тока внутренней клетки, активное и полное сопротивления которой в таких условиях малы, как у обычного двигателя с короткозамкнутым ротором.

Можно рассматривать зависимость $M = F(s)$ двигателя с двойной беличьей клеткой как сумму характеристик двигателя с относительно большим активным сопротивлением обмотки ротора (рис. 14.27, кривая *1*) и двигателя с относительно малым активным сопротивлением обмотки ротора (кривая *2*).

Таким образом, у двигателей с двойной беличьей клеткой активное сопротивление обмотки ротора в целом изменяется в зависимости от изменения скольжения — оно велико при пуске и мало при рабочем скольжении. Благодаря этому двигатель, снабженный ротором с двойной беличьей клеткой, по сравнению с обычным двигателем,

имеющим короткозамкнутый ротор, развивает повышенный пусковой вращающий момент при пониженном пусковом токе.

В некоторых конструкциях обе клетки изготовляются путем непосредственной заливки расплавленным алюминием пазов ротора *c* и *d* (рис. 14.27); при этом алюминий заполняет и щель между пазами верхней и нижней клеток, благодаря чему стержни проводников обеих клеток образуют один цельный стержень фасонного сечения.

Упрощенным вариантом асинхронного двигателя с двойной беличьей клеткой является двигатель с глубоким пазом.

Обмотка ротора этого двигателя изготовляется из прямоугольных стержней малой ширины и большой высоты, которые помещаются в соответствующие глубокие пазы в сердечнике ротора. Переменный ток распределяется по сечению проводника в общем случае неравномерно; это явление использовано в данном двигателе. На рис. 14.28 показаны линии поля рассеяния, замыкающиеся поперек глубокого паза, в котором расположен стержень обмотки с током. Часть стержня, лежащая в глубине паза, сцеплена с бо́льшим числом линий, чем наружная часть того же стержня. Вследствие этого при пуске асинхронного двигателя в ход повышенное индуктивное сопротивление этой части стержня вызывает вытеснение тока ротора в наружную часть сечения стержня. Это эквивалентно увеличению активного сопротивления обмотки ротора. Благодаря увеличению активного сопротивления повышается начальный момент двигателя, а увеличение индуктивного сопротивления вследствие применения глубокого паза уменьшает пусковой ток. При рабочей частоте вращения двигателя индуктивное сопротивление становится незначительным, ток распределяется по сечению стержня почти равномерно и двигатель работает, как обычный короткозамкнутый.

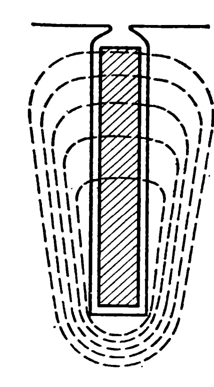


Рис. 14.28.

Двигатель с глубоким пазом ротора в конструктивном отношении проще двигателя с двойной клеткой. Зато второй может быть выполнен на различные начальные моменты и на различные кратности пускового тока, что дает возможность приспосабливать этот двигатель для специальных случаев тяжелого пуска в ход. Тем не менее широко применяются двигатели с глубоким пазом.

14.15. РАБОЧИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Механическая характеристика наглядно показывает свойства асинхронного двигателя как части электропривода. Но для более полного выявления свойств самого двигателя служат его *рабочие характеристики* — так принято называть зависимости от полезной мощности P_2 двигателя на валу частоты вращения n, вращающего момента M, коэффициента мощности $\cos \varphi$ и КПД $\eta = P_2/P_1$. Все рабо-

чие характеристики снимаются при номинальных частоте сети f и напряжении между выводами статора $U_1 = U_{1ном}$.

Так как $P_2 \approx P_{мех}$, а $P_{мех} = M\omega_р$, то зависимость $n(P_2)$ — скоростная характеристика — мало отличается по форме от механической характеристики двигателя $n(M)$, она тоже может быть названа жесткой (рис. 14.29).

Вращающий момент M, развиваемый двигателем, складывается из полезного момента M_2 (преодоления нагрузки на валу двигателя) и момента холостого хода $M_х$. Последний затрачивается на покрытие механических потерь двигателя. Этот момент можно приближенно считать не зависящим от нагрузки двигателя. Полезный момент $M_2 = P_2/\omega_р$, и если бы $\omega_р$ была строго постоянна, то зависимость $M_2(P_2)$ была бы линейна, но угловая скорость двигателя немного уменьшается с увеличением P_2, поэтому график зависимости $M_2(P_2)$ немного отклоняется вверх. Соответственно график вращающего момента $M(P_2)$, складывающегося из момента холостого хода и полезного момента, пересекает ось ординат в точке, соответствующей $M_х$, а затем он почти прямолинеен и лишь немного изгибается вверх.

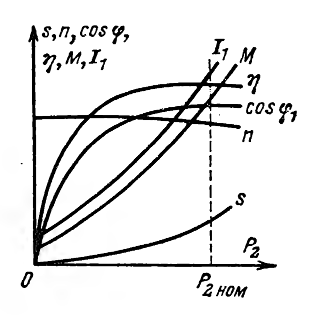


Рис. 14.29.

Что касается зависимости $\cos\varphi_1$ двигателя от нагрузки, то его изменения обусловлены следующими соотношениями. Намагничивающий ток двигателя мало зависит от нагрузки, так как ее увеличение вызывает лишь возрастание потокосцеплений рассеяния, пропорциональных токам в обмотках статора и ротора, а главный магнитный поток машины при возрастании нагрузки незначительно уменьшается. Но активный ток двигателя пропорционален его механической нагрузке. Таким образом, с увеличением нагрузки двигателя относительное значение реактивного тока быстро убывает, а $\cos\varphi_1$ увеличивается. При холостом ходе двигателя его коэффициент мощности довольно низок — примерно 0,2. С увеличением нагрузки он быстро возрастает и достигает максимального значения (0,7—0,9) при нагрузке, близкой к номинальной. Таким образом, даже у полностью загруженного двигателя реактивный ток составляет 70—40 % тока статора.

Неполная загруженность асинхронных двигателей является одной из главных причин низкого $\cos\varphi$ промышленных предприятий. Естественным способом повышения $\cos\varphi$ является полная загрузка асинхронных двигателей. Главный магнитный поток двигателя пропорционален напряжению на статоре (14.11 б). Намагничивающий ток, возбуждающий этот поток, при заданном значении потока обратно пропорционален магнитному сопротивлению на пути потока. В этом магнитном сопротивлении большую часть составляет сопротивление воздушного зазора между статором и ротором. По этой причине конструктор стремится сократить этот зазор до минимума, определяемого условиями подвижности в подшипниках и необходимым запасом

на их износ, прогибом вала и точностью центровки. С увеличением номинальной мощности двигателя необходимый воздушный зазор возрастает значительно медленнее этой мощности, благодаря чему с повышением номинальной мощности двигателя его $\cos\varphi$ увеличивается. С уменьшением номинальной частоты вращения двигателя увеличивается его магнитный поток, так как при меньшей частоте вращения он индуктирует в фазной обмотке статора меньшую ЭДС. Следовательно, у тихоходных двигателей намагничивающий ток относительно больше, а $\cos\varphi$ существенно меньше.

Коэффициент полезного действия определяется отношением полезной мощности на валу P_2 к мощности P_1, определяющей потребление двигателем энергии из сети:

$$\eta = P_2/P_1.$$

Мощность P_1 равна сумме полезной мощности и мощности всех потерь в двигателе:

$$P_1 = P_2 + P_{\text{пот}}.$$

Мощность всех потерь энергии в двигателе можно разделить на постоянную составляющую, практически не зависящую от нагрузки, и переменную составляющую, зависящую от нее.

Мощностью постоянных потерь энергии в двигателе можно считать мощность потерь в сердечнике статора на гистерезис и вихревые токи и мощность механических потерь, которая определяется экспериментально из опыта холостого хода двигателя.

Мощностью переменных потерь энергии в двигателе является мощность потерь на нагревание проводников обмоток статора и ротора, она равна:

$$P_{\text{пр1}} = 3r_{\text{в1}}I_1^2, \quad P_{\text{пр2}} = m_2 r_{\text{в2}} I_2^2.$$

Своего максимального значения (65—95 %) КПД достигает, когда переменные потери равны постоянным (см. § 8.9). У большинства двигателей этот максимум КПД имеет место примерно при нагрузке, равной 75 % номинальной, так как двигатели проектируются с учетом того обстоятельства, что далеко не всегда они полностью загружены.

14.16. УНИВЕРСАЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА АСИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Асинхронная машина, как и все электрические машины, обратима, т. е. в режиме двигателя она может преобразовывать электрическую энергию в механическую, а в режиме генератора — механическую в электрическую.

Чтобы перевести асинхронную машину из режима двигателя в режим генератора, необходимо с помощью внешней механической силы, приложенной к валу асинхронной машины, сообщить ротору частоту вращения, превышающую синхронную, т. е. нужно, чтобы выполнялось условие $n > n_1$. Тогда ротор будет обгонять вращающееся магнитное поле, а его проводники будут пересекать линии

магнитного поля в направлении, обратном направлению пересечения при вращении в режиме двигателя. Вследствие этого ЭДС и токи в обмотке ротора изменят свое направление на противоположное. В результате сила взаимодействия вращающегося поля и токов ротора переменит свое направление и станет противодействовать вращению ротора. Для поддержания последнего требуется передача ротору механической энергии от внешнего источника. Однако намагничивающий ток останется неизменным, так как условия возбуждения вращающегося поля в асинхронном генераторе и двигателе одни и те же. Мощность, развиваемая машиной, в таких условиях отрицательна, т. е. машина не потребляет энергию, а отдает ее в сеть. При таком режиме машины скольжение

$$s = (n_1 - n)/n_1 < 0.$$

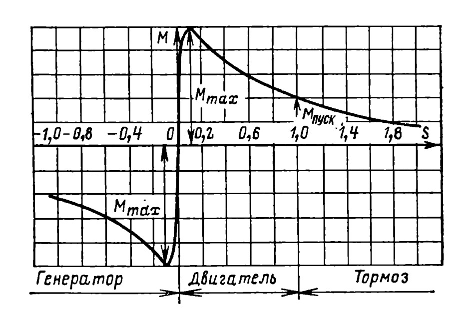


Рис. 14.30.

Отрицательное скольжение — характерный признак режима генератора асинхронной машины. С возрастанием по абсолютному значению этого скольжения индуктивное сопротивление обмотки ротора машины будет возрастать, из-за чего будет увеличиваться сдвиг фаз между ЭДС и током в обмотке ротора. С другой стороны, пропорционально скольжению растет ЭДС ротора, и так как тормозной момент асинхронного генератора выражается так же, как вращающий момент двигателя (14.27), т. е.

$$M_{\text{тор}} = \text{const}\, \Phi_{\text{в}} I_2 \cos\varphi_2,$$

то, следовательно, максимальное значение этого момента будет соответствовать скольжению (14.31):

$$s_{\text{кр}} = -r_{\text{в}2}/(x''_{\text{рас}\,1} + x_{\text{рас}\,2}).$$

При дальнейшем увеличении отрицательного скольжения момент уменьшается. Таким образом, характеристика $M_{\text{тор}}(s)$ генератора в общем напоминает такую же характеристику двигателя и является ее продолжением в третьем квадранте системы координат (рис. 14.30).

Асинхронный генератор потребляет из сети индуктивный реактивный (намагничивающий) ток, как и двигатель, и поэтому нуждается в источнике реактивной мощности. Следовательно, асинхронный генератор не может работать независимо. Подключенный к сети, асинхронный генератор своим реактивным током ухудшает общий коэффициент мощности системы.

Однако возможна и независимая (автономная) работа асинхронного генератора, так как необходимый реактивный ток могут давать включенные параллельно с ним конденсаторы. В этом случае при пуске асинхронного генератора в ход имеют место явления самовоз-

буждения от остаточного намагничивания магнитной цепи асинхронной машины.

Преимуществом асинхронного генератора является простота его устройства и обслуживания.

Если с помощью внешней механической силы вращать ротор против направления вращения магнитного поля машины, то в выражение скольжения (14.8) частота вращения ротора n войдет уже с отрицательным знаком, а в таких условиях это скольжение

$$s=(n_1+n)/n_1>1.$$

В этих условиях направление тока в обмотке ротора не изменится, а следовательно, ротор будет развивать момент, противодействующий тормозному моменту, приложенному к валу машины. Последняя будет потреблять механическую энергию, подводимую со стороны вала, и электрическую энергию из сети. Это будет режим *электромагнитного тормоза.* График зависимости $M(s)$ при $s>1$ является прямым продолжением характеристики двигателя и будет третьим участком *универсальной характеристики* $M(s)$ асинхронной машины.

Режим тормоза применяется для быстрой остановки двигателя или в случае, когда целесообразно использовать асинхронную машину для торможения приводного механизма, например в крановых и подъемных устройствах при спуске грузов.

Для того чтобы перевести двигатель в режим тормоза, применяется противовключение, т. е. изменение порядка подключения к сети любых двух фаз статора (рис. 14.7, *а*), при этом направление вращения магнитного поля становится противоположным направлению вращения ротора. В этих условиях скольжение $s=(n_1+n)/n_1>1$ и ротор вращается против поля под действием внешней механической силы (например, тяжести опускающегося груза) или под действием силы инерции. Когда ротор остановится, необходимо отключить машину от сети, чтобы избежать перехода машины в режим двигателя.

14.17. МЕТОДЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЧАСТОТЫ ВРАЩЕНИЯ АСИНХРОННЫХ ДВИГАТЕЛЕЙ

Во многих случаях трехфазные асинхронные двигатели применяются для приводов, не требующих регулирования частоты вращения. Но асинхронные двигатели обладают ценными преимуществами: надежностью, дешевизной, простотой конструкции, высоким КПД и относительно малой массой. По этим причинам естественно стремление применять их и для приводов с регулируемой частотой вращения.

Для регулирования частоты вращения асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором обычно используются метод частотного регулирования, представляющий собой плавное регулирование частоты вращения магнитного поля путем регулирования частоты тока в обмотках статора, и метод изменения числа пар полюсов вращающегося магнитного поля, при котором частота вращения магнитного поля изменяется скачком.

Для регулирования частоты вращения асинхронных двигателей с фазным ротором используется метод реостатного регулирования, представляющий собой плавное регулирование скольжения ротора путем изменения активного сопротивления его фазных обмоток.

Частотное регулирование. Наиболее перспективным методом управления частотой вращения асинхронного двигателя является *регулирование частоты переменного тока статора* двигателя. Угловая скорость вращающегося поля $\omega_п = 2\pi f/p$. Следовательно, при изменении частоты тока f пропорционально изменяется угловая скорость поля. Однако при осуществлении регулирования частоты тока нужно учесть, что необходимо одновременное регулирование напряжения. Это связано с тем, что в соответствии с выражением (14.10) ЭДС фазы, а следовательно, и питающее напряжение пропорциональны частоте тока и потоку. Так как поток должен сохраняться во всех режимах одним и тем же, то напряжение должно быть (без учета падений напряжения в машине) пропорциональным частоте. Кроме того, это нужно для того, чтобы при изменении частоты вращения двигателя не изменялся его вращающий момент.

Чтобы оценить характер зависимости вращающего момента от частоты тока в обмотках статора и от напряжения на нем, пренебрежем в уравнении (14.28) активным сопротивлением обмотки статора $r_{в1}$ и индуктивными сопротивлениями рассеяния обмоток статора $x_{рас1}$ и ротора $x_{рас2}$ и воспользуемся выражением для частоты скольжения (14.13):

$$M_{вр}=\frac{3psU_1^2}{\omega r'_{в2}}=\frac{3pf_2}{2\pi f^2 r'_{в2}}U_1^2\approx A\frac{U_1^2}{f^2}, \qquad (14.35)$$

где $A = \text{const}$.

Следовательно, при изменении частоты тока для поддержания вращающего момента постоянным необходимо пропорционально изменять напряжение на статоре; иными словами, условием поддержания постоянства вращающего момента двигателя при регулировании частоты будет $U_1/f = \text{const}$. Если регулировать частоту тока и напряжение, соблюдая указанное условие, то механические характеристики двигателя будут оставаться жесткими, а максимальный момент почти независимым от частоты (он существенно уменьшается лишь при относительно низких частотах). В то же время мощность будет изменяться пропорционально частоте тока, так как $P_2 = M_{вр}\omega_р$. Например, при уменьшении частоты тока в 2 раза вдвое уменьшается и мощность двигателя на валу.

Регулирование изменением числа пар полюсов. Ступенчатое изменение угловой скорости асинхронного двигателя в широких пределах осуществимо ценой усложнения и удорожания конструкции асинхронного двигателя — это регулирование переключением числа пар полюсов двигателя.

При постоянной частоте сети угловая скорость вращающегося поля зависит только от числа пар полюсов этого поля, определяемого обмоткой статора. Если на статоре поместить две отдельные обмотки — одну, образующую p пар, а другую, образующую p' пар полюсов, то, включив в сеть первую или вторую обмотку, мы получим частоту вращения поля:

$$n_1=60f/p \text{ или } n'_1=60f/p',$$

следовательно,

$$n_1/n'_1=p'/p,$$

соответственным образом будут различаться и частоты вращения ротора двигателя. При этом обмотка ротора двигателя должна быть выполнена, как беличье колесо.

Числа полюсов обмоток статора в этом случае взаимно ничем не связаны и могут быть выбраны любыми в зависимости от условий работы двигателя. Само регулирование сводится к скачкообразному изменению частоты вращения поля двигателя. Но частота вращения ротора не может изменяться скачкообразно из-за инерции всей системы электропривода. Лишь после переключения начинается соответствующее изменение частоты вращения ротора.

Чтобы показать нагляднее этот переходный процесс, построим две механические характеристики асинхронной машины с изменяемым числом пар полюсов: одну характеристику, соответствующую p парам полюсов, а вторую $p' = 2p$ парам полюсов (соответственно рис. 14.31, *а* и *б*). Предположим, что момент на валу двигателя остается постоянным при изменении частоты вращения поля. При увеличении последней, т. е. при переходе от p' к p парами полюсов, двигатель сначала оказывается в условиях, близких к пусковым, и имеет место скачок тока.

Но при переходе от p к p', т. е. при уменьшении частоты вращения поля, машина оказывается сначала в условиях генераторного режима и работает, отдавая

энергию в сеть. Такой режим иногда используется для быстрого и экономичного торможения электропривода.

Двумя отдельными обмотками снабжаются статоры лишь у двигателей небольшой мощности; у двигателей большой мощности более целесообразным является переключение катушек одной и той же обмотки для получения различного числа пар полюсов. На рис. 14.32 показана схема переключения трехфазной обмотки с двух на четыре полюса. Переключение обмотки в ином отношении, чем 1 : 2, требует более сложного изменения схемы и применяется реже.

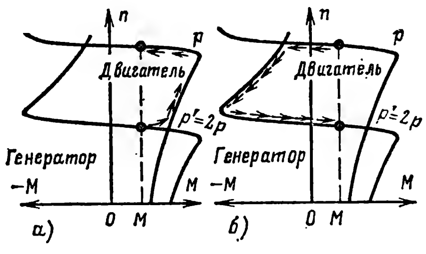


Рис. 14.31.

В большинстве случаев статор асинхронной машины снабжается двумя независимыми обмотками, из которых каждая переключается в отношении 1 : 2 или ином. Таким образом, двигатель имеет четыре ступени частоты вращения, например 3000, 1500, 1000 и 500 об/мин.

Реостатное регулирование. В трехфазных асинхронных двигателях с фазным ротором используется реостатный способ регулирования частоты вращения ротора. Это достигается введением в цепь фазных обмоток ротора регулируемого трехфазного реостата, как при пуске двигателя (рис. 14.24). Но этот реостат должен быть рассчитан на длительную нагрузку током ротора, а не на кратковременную, как пусковой реостат. Увеличение активного сопротивления цепи ротора изменяет характеристику M (s) — делает ее более мягкой (см. рис. 14.25). Если при постоянном моменте на валу двигателя увеличивать активное сопротивление цепи ротора путем постепенного увеличения сопротивления реостата ($r_{p1} < r_{p2} < r_{p3}$), то рабочая

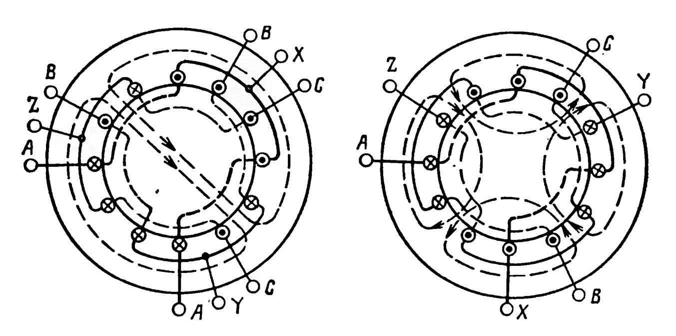


Рис. 14.32.

точка будет смещаться с одной кривой M (s) на следующую, соответствующую возросшему сопротивлению цепи ротора (рис. 14.25, точки *1—4*), соответственно чему будет расти скольжение, а следовательно, уменьшаться частота вращения двигателя. Этим путем возможно изменять частоту вращения ротора в пределах от номинальной до полной остановки. Но при таком способе регулирования неизбежны относительно большие потери энергии (см. § 14.11). Мощность вращающегося поля $P_{вр.п}$ без учета потерь энергии в сердечнике статора состоит (см. рис. 14.20) из мощности потерь в проводниках обмотки ротора (см. схему замещения на рис. 14.19):

$$P_{пр2} = r'_{в2}(I'_2)^2$$

и механической мощности

$$P_{мех} = r'_{в2}\,\frac{1-s}{s}\,(I')^2.$$

Отношение

$$P_{пр2}/P_{мех} = s/(1-s) = (n_1 - n)/n$$

показывает, что доля механической мощности уменьшается прямо пропорционально уменьшению частоты вращения ротора, в то же время соответственно увеличивается доля мощности потерь в активном сопротивлении цепи ротора. Следовательно, для уменьшения частоты вращения двигателя, например, на 25 % нужно включить в цепь ротора реостат с таким активным сопротивлением, в котором будет бесполезно превращаться в теплоту четверть энергии вращающегося магнитного поля. Недостатком такого регулирования может являться и то обстоятельство, что включение реостата в цепь ротора делает механическую характеристику двигателя мягче, следовательно, уменьшает стабильность его частоты вращения. При включенном реостате малые изменения нагрузки на валу вызывают значительные изменения частоты вращения двигателя.

14.18. ДВУХФАЗНЫЕ И ОДНОФАЗНЫЕ АСИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ

Если снабдить статор двигателя только одной однофазной обмоткой (рис. 14.33), то переменный ток в ней будет возбуждать в машине, пока ее ротор неподвижен, переменное магнитное поле, ось которого тоже неподвижна. Это поле будет индуктировать в обмотке ротора ЭДС, под действием которой в ней возникнут токи. Взаимодействие токов ротора с магнитным полем статора создаст электромагнитные силы f, противоположно направленные в правой и левой половинах ротора. Вследствие этого результирующий момент, действующий на ротор, окажется равен нулю. Следовательно, при наличии одной обмотки начальный пусковой момент однофазного двигателя равен нулю, т. е. такой двигатель сам с места тронуться не может.

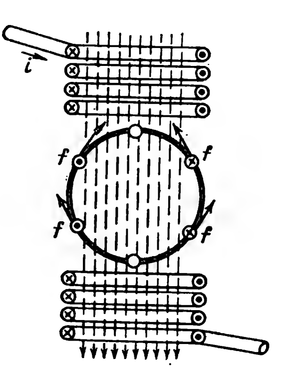


Рис. 14.33.

Применяются два способа создания в двигателях, подключаемых к одной фазе сети, начального пускового момента, в соответствии с чем эти двигатели делятся на двухфазные и однофазные.

Двухфазные асинхронные двигатели. Двухфазные двигатели помимо обмотки, включаемой непосредственно на напряжение сети, снабжаются второй обмоткой, соединяемой последовательно с тем или другим фазосмещающим устройством (конденсатором, катушкой индуктивности). Наиболее выгодным из них является конденсатор (рис. 14.34), а соответствующие двигатели именуются *конденсаторными*. В пазах статора подобных двигателей размещаются две фазные обмотки, каждая из которых занимает половину всех пазов. Таким путем осуществляется условие получения вращающего момента посредством индукционного механизма (см. § 12.9): наличие двух переменных магнитных потоков, смещенных в пространстве и сдвинутых по фазе относительно друг друга.

Наиболее выгодным является круговое вращающееся магнитное поле. Оно может быть осуществлено в двухфазном двигателе. При этом, однако, приходится выбирать условия, при которых предпочтительнее получить круговое поле, а следовательно, и наибольший вращающий момент — при спуске двигателя или при номинальной нагрузке.

Действительно, если токи в обмотках статора $\dot{I}_1$ и $\dot{I}_2$ имеют равные действующие значения и сдвинуты относительно друг друга по фазе на угол $\pi/2$, то возбуждаемое ими магнитное поле имеет составляющие B_x и B_y, определяемые выражениями (14.2) и (14.3). Результирующее магнитное поле в этом случае представляет собой круговое вращающееся поле.

Если емкость конденсатора подобрана так, что круговое магнитное поле создается при пуске двигателя, то при номинальной нагрузке изменение тока второй обмотки вызовет изменение падения напряжения на конденсаторе, а следовательно, и напряжения на второй обмотке по значению и фазе. В результате вращающееся магнитное поле станет эллиптическим (при вращении поток будет пульсировать), что обусловит уменьшение вращающего момента.

Ценой усложнения установки — посредством отключения части конденсаторов при переходе от пусковых условий к рабочим (штрих-пунктирные соединения на

рис. 14.34) можно этот недостаток устранить. Это уменьшение емкости конденсаторов может выполняться автоматически центробежным выключателем, срабатывающим, когда частота вращения двигателя достигает 75—80 % номинальной, или воздействием реле времени.

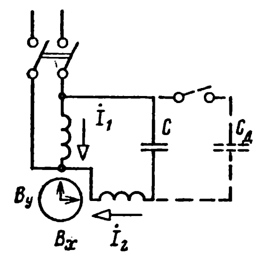


Рис. 14.34.

Двухфазные двигатели применяются в автоматических устройствах также в качестве управляемых двигателей: их частота вращения или вращающий момент регулируется изменением действующего значения или фазы напряжения на одной из обмоток. Такие двигатели вместо обычного ротора с короткозамкнутой обмоткой снабжаются ротором в виде полого тонкостенного алюминиевого цилиндра («стаканчика»), вращающегося в узком воздушном зазоре между статором и неподвижным центральным сердечником из листовой стали (внутренним статором). Это *двигатели с полым ротором* обладают ничтожной инерцией, что практически очень важно при регулировании некоторых производственных процессов. На рис. 14.35 показан график зависимости частоты вращения такого двигателя от напряжения на управляющей обмотке.

Однофазные асинхронные двигатели не развивают начального пускового момента. Но если ротор однофазного двигателя раскрутить в любую сторону при помощи внешней силы, то в дальнейшем этот ротор будет вращаться самостоятельно и может развивать значительный вращающий момент.

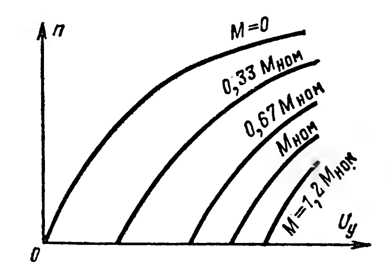


Рис. 14.35.

Сходные условия создаются у трехфазного двигателя при перегорании предохранителя в одной из фаз. В таких условиях однофазного питания трехфазный двигатель будет продолжать работать. Только во избежание перегрева двух обмоток, остающихся включенными, необходимо, чтобы нагрузка двигателя не превышала 50—60 % номинальной.

Работу однофазного двигателя можно объяснить на основании того, что переменное магнитное поле можно рассматривать как результат наложения двух магнитных полей, вращающихся в противоположные стороны с постоянной Угловой скоростью ω/p. Амплитудные значения магнитных потоков этих полей Φ_{Im} и Φ_{IIm} одинаковы и равны половине амплитуды магнитного потока переменного поля машины:

$$\Phi_{Im} = \Phi_{IIm} = \Phi_m/2.$$

Простое графическое построение (рис. 14.36) показывает, как в результате сложения двух одинаковых магнитных потоков Φ_{Im} и Φ_{IIm}, вращающихся в противоположные стороны, получается магнитный поток, изменяющийся по синусоидальному закону: $\Phi = \Phi_m \sin \omega t$.

В однофазном двигателе это положение справедливо, только пока ротор неподвижен. Рассматривая в этих условиях переменное поле как складывающееся из двух вращающихся полей, можно заключить, что под действием обоих этих полей в обмотке ротора будут одинаковые токи. Токи ротора, взаимодействуя с вращающимися полями, создают два одинаковых вращающихся момента, направленных в противоположные стороны и уравновешивающих друг друга.

Это равенство двух моментов нарушается, если привести ротор во вращение в любом направлении. В этих условиях вращающий момент, создаваемый прямо вращающимся полем (короче, прямым полем), т. е. полем, вращающимся в ту же сторону, что и ротор, становится значительно больше момента, развиваемого обратно вращающимся полем (короче, обратным полем), благодаря чему ротор может не только самостоятельно вращаться, но и приводить во вращение какой-либо механизм.

Ослабление противодействующего момента при вращении ротора вызывается ослаблением обратного поля. Относительно этого поля, вращающегося против на-

правления вращения ротора, скольжение ротора равно:

$$s_{II}=\frac{n_1+n}{n_1}=\frac{n_1+n_1(1-s_I)}{n_1}=2-s_I, \qquad (14.36)$$

где s_I — скольжение ротора по отношению к прямому полю.

Выражение (14.36) показывает, что частота токов, индуктируемых в роторе обратным полем, относительно высока — близка к удвоенной частоте сети. Для токов такой повышенной частоты индуктивное сопротивление ротора во много раз больше его активного сопротивления, вследствие чего токи, индуктируемые обратным полем, становятся почти чисто реактивными. Согласно рис. 14.21 поле этих токов оказывает сильное размагничивающее действие на поле, их индуктирующее, следовательно, на обратное поле двигателя. Благодаря этому при малых скольжениях s_I результирующее магнитное поле машины становится почти круговым вращающимся полем, а противодействующий момент обратного поля в этих условиях мал.

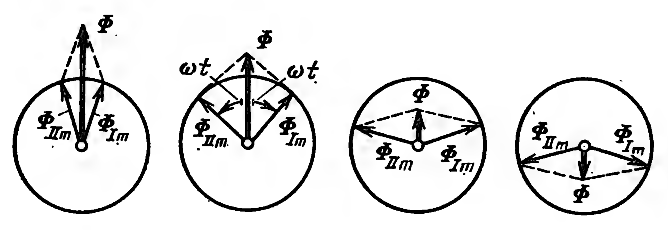


Рис. 14.36.

Для каждого из полей мы можем применить известные нам кривые зависимости момента от скольжения обычного трехфазного асинхронного двигателя и определить результирующий момент M как разность прямого M_I и обратного M_{II} моментов (рис. 14.37). Существенной особенностью однофазного двигателя является наличие небольшого отрицательного момента M_0 при синхронной частоте вращения ротора по отношению к прямому полю.

Возрастание скольжения s_I при увеличении нагрузки вызывает у однофазного двигателя не только увеличение тока I_1, индуктируемого прямым полем, но и увеличение тормозного момента обратного поля, вследствие чего работа однофазного двигателя значительно менее устойчива, чем трехфазного, а его максимальный момент существенно меньше. Вследствие ряда дополнительных потерь КПД однофазного двигателя значительно ниже, чем трехфазного.

Задача пуска в ход однофазного двигателя решается посредством применения того или другого пускового устройства. Чаще всего это дополнительная обмотка, подобная второй обмотке двухфазного двигателя, но отключаемая по окончании пуска, так как она рассчитывается лишь на кратковременную нагрузку током. Последовательно с этой обмоткой включается то или иное фазосмещающее устройство.

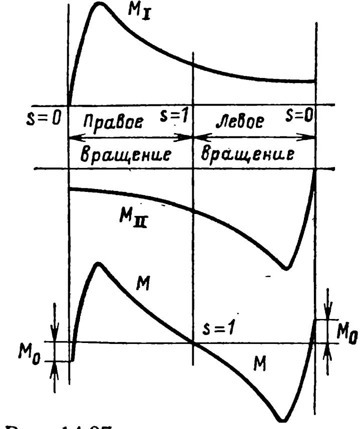


Рис. 14.37.

Асинхронные двигатели с расщепленными полюсами. Пусковое устройство в однофазном асинхронном двигателе может оставаться включенным и при нормальной работе двигателя. Это имеет место в асинхронных двигателях с расщепленными полюсами. Такие двигатели можно рассматривать как промежуточные между однофазными и двухфазными асинхронными двигателями (рис. 14.38). Этот двигатель снаб-

жен короткозамкнутой обмоткой $w_к$, которая охватывает часть явновыраженного полюса, на котором размещена главная (первичная) обмотка *1*. Ток I_1 в обмотке *1*, подключенной к сети, возбуждает магнитный поток $Ф_1$. Часть последнего, пронизывая обмотку $w_к$, индуктирует в ней ток I_2, значительно отстающий по фазе от I_1. Этот ток возбуждает второй магнитный поток двигателя. Таким образом, в двигателе создается система двух переменных магнитных потоков, не совмещенных пространственно и сдвинутых по фазе, т. е. создаются условия, подобные условиям в индукционных электроизмерительных приборах (см. рис. 12.23), следовательно, возникает вращающееся магнитное поле, которое, воздействуя на короткозамкнутый ротор *2*, создает соответствующий вращающий момент. Эти двигатели изготовляются миниатюрными (мощностью 0,5—30 Вт) и широко применяются для самых различных целей — главным образом, в качестве привода исполнительных механизмов.

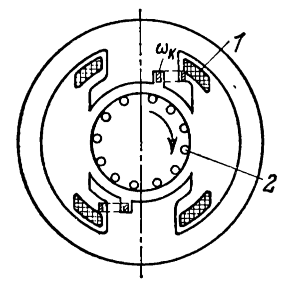


Рис. 14.38.

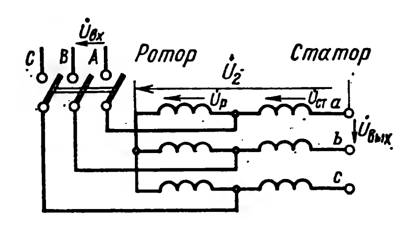


Рис. 14.39.

14.19. ИНДУКЦИОННЫЙ РЕГУЛЯТОР И ФАЗОРЕГУЛЯТОР

Асинхронная машина с фазной обмоткой ротора используется для самых различных целей. В частности, заторможенная машина может служить автотрансформатором с плавно регулируемым коэффициентом трансформации.

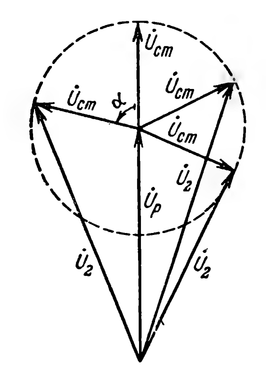


Рис. 14.40.

Схема соединений такого индукционного регулятора (называемого также *поворотным автотрансформатором*) показана на рис. 14.39. Обмотки статора и ротора во всех трех фазах соединены между собой последовательно, а на выводы обмотки ротора подано напряжение питающей сети. Сопоставив эту схему индукционного регулятора со схемой трехфазного автотрансформатора, легко убедиться в их принципиальной тождественности. Обмотка ротора служит первичной обмоткой автотрансформатора, а три свободных вывода обмотки статора являются вторичными выходными выводами устройства. Но в автотрансформаторе отношение первичного и вторичного напряжений постоянно и определяется отношением чисел витков обмоток, а в индукционном регуляторе отношение напряжений зависит также от относительного пространственного положения обмоток статора и ротора. Если оси этих обмоток совпадают, то совпадают по фазе и индуктируемые в них ЭДС. Если же вращающееся магнитное поле пересекает обмотку статора не одновременно с обмоткой заторможенного ротора, то пространственный сдвиг между осями обмоток β обусловит пропорциональный сдвиг фаз α (см. § 14.5) между ЭДС статора и ротора, а следовательно, и между напряжениями на обмотках статора $U_{ст}$ и ротора $U_р$.

Фазное напряжение на вторичной стороне индукционного регулятора равно сумме напряжений статора и ротора:

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_р + \dot{U}_{ст}.$$

Ротор заторможен, но посредством червячной передачи его можно поворачивать и таким образом изменять угол сдвига фаз между $\dot{U}_р$ и $\dot{U}_{ст}$ в пределах от 0 до 360° (рис. 14.40). Это дает возможность изменять вторичное напряжение в пределах от $U_2 = U_р - U_{ст}$ до $U_2 = U_р + U_{ст}$.

Фазное напряжение ротора равно фазному напряжению сети $U_р = U_ф$, а обмотка статора индукционного регулятора обычно имеет число витков, равное числу витков фазной обмотки ротора, поэтому $U_{ст} = U_р = U_ф$. Следовательно, пределы регулирования вторичного напряжения, т. е. напряжения между выводами обмотки статора, $U_{вых} = \sqrt{3}U_2$, индукционного регулятора от 0 до $2U_{вх} = 2U_л$ — двойного значения линейного напряжения сети. При значительных мощностях очень ценно, что регулирование в таких широких пределах осуществляется без замыкания или размыкания контактов. Это существенно увеличивает надежность устройства.

Взаимодействие токов ротора с магнитным полем может создавать в индукционном регуляторе значительный вращающий момент, что связано с усложнением поворотного устройства (обычно это самотормозящаяся червячная передача) и затрудняет управление положением ротора. Чтобы разгрузить установку от этого нежелательного электромагнитного момента, мощные регуляторы изготовляются в виде двух соединенных общим валом асинхронных машин, причем электромагнитные моменты, воздействующие на их роторы, имеют противоположные направления, благодаря чему полностью взаимно компенсируются. Обмотки роторов двух машин в таком регуляторе соединяются между собой параллельно, а обмотки статора — последовательно.

По сравнению с трансформатором КПД индукционного регулятора значительно ниже из-за наличия воздушного зазора в магнитной цепи. По сравнению с двигателем в индукционном регуляторе помимо потерь в сердечнике статора имеют место значительные потери в сердечнике ротора. Условия охлаждения в регуляторе существенно хуже, чем в двигателе, из-за отсутствия вращения. Для улучшения теплоотдачи индукционные регуляторы средней и большой мощности снабжаются масляным охлаждением.

То обстоятельство, что посредством поворота заторможенного ротора можно плавно изменять относительную фазу ЭДС, индуктируемых в роторе, используется в *фазорегуляторах*. Трехфазная обмотка статора такого фазорегулятора φ включается в сеть, а обмотка заторможенного ротора служит вторичной обмоткой поворотного трансформатора (рис. 14.41). Действующее значение ЭДС, индуктируемой в обмотке ротора, не зависит от положения ротора, так как вращающееся магнитное поле машины, возбуждаемое токами статора, постоянно по значению. Но относительная фаза ЭДС статора и ротора зависит от положения ротора, и, поворачивая последний, можно изменять эту фазу в пределах 0—360°. Фазорегуляторы применяются при проверке счетчиков переменного тока и ваттметров (рис. 14.41), для управления вентильными преобразователями и т. д.

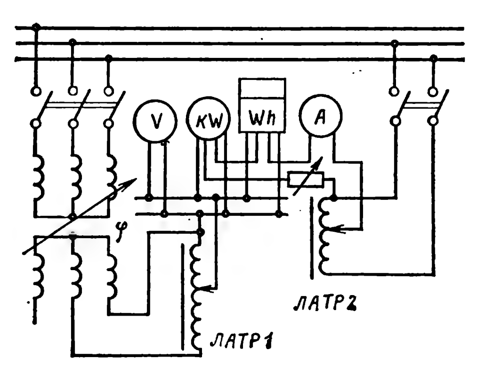




Рис. 14.41.

Рис. 14.42.

14.20. АСИНХРОННЫЙ ТАХОГЕНЕРАТОР

Асинхронный тахогенератор используется в устройствах автоматики, телемеханики и электроприводе как датчик угловой скорости валов механизмов.

Одна из разновидностей схем однофазного асинхронного тахогенератора с полым ротором приведена на рис. 14.42.

Если ротор тахогенератора неподвижен ($\omega_р = 0$), то переменный магнитный поток Φ_t, возбуждаемый током в катушке $w_{воз}$, подключенной к сети, индуктирует в стенках полого ротора, как в короткозамкнутой вторичной обмотке трансформатора переменные токи $i_{тр}$. Эти токи создают переменный магнитный поток $\Phi_у$. При этом в измерительной катушке $w_{из}$, ось которой расположена под углом 90° к оси катушки возбуждения $w_{воз}$, никакой ЭДС не индуктируется.

Если ротор тахогенератора вращается с угловой скоростью $\omega_р$, то в стенках полого ротора, пересекающих магнитные линии потока возбуждения Φ_t, будут индуктироваться помимо переменных токов $i_{тр}$ еще и переменные токи $i_{вр}$, обусловленные вращением ротора. Создаваемый переменными токами $i_{вр}$ переменный магнитный поток Φ_x будет направлен вдоль оси измерительной катушки и будет индуктировать в ней переменную ЭДС, амплитуда которой пропорциональна угловой скорости ротора.

Простота и надежность асинхронных тахогенераторов позволяет широко использовать их в системах регулирования и управления.

ГЛАВА ПЯТНАДЦАТАЯ

СИНХРОННЫЕ МАШИНЫ

15.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Синхронные электрические машины характерны тем, что у них ротор в установившемся режиме вращается с угловой скоростью вращающегося магнитного поля, создаваемого токами в фазных обмотках статора, подобного статору асинхронной машины. Это достигается тем, что ротор синхронной машины представляет собой обычно электромагнит или реже постоянный магнит с числом пар полюсов, равным числу пар полюсов вращающегося магнитного поля. Взаимодействие полюсов вращающегося магнитного поля и полюсов ротора обеспечивает постоянную угловую скорость последнего независимо от момента на валу. Это свойство синхронных машин позволяет использовать их в качестве двигателей для привода механизмов с постоянной угловой скоростью. Распространенность синхронных двигателей не столь широка, как асинхронных, но в ряде случаев, например в металлургии, их использование становится необходимым. Единичная мощность синхронного двигателя в приводах большой мощности достигает нескольких десятков мегаватт.

Основной областью применения синхронных машин является использование их в качестве промышленных генераторов для выработки электрической энергии на электростанциях.

Единичная мощность современных электрогенераторов достигает 1500 МВ·А.

15.2 УСТРОЙСТВО СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Основными частями синхронной машины являются статор и ротор, причем статор не отличается от статора асинхронной машины (см. рис. 14.1). Сердечник статора собран из изолированных друг от друга пластин электротехнической стали и укреплен внутри массивного корпуса. В пазах с внутренней стороны статора размещена обмотка переменного тока, в большинстве случаев трехфазная.

Ротор синхронной машины представляет собой электромагнит — явнополюсный (рис. 15.1, где *1* — полюсы, *2* — полюсные катушки, *3* — сердечник ротора, *4* — контактные кольца) или неявнополюсный (рис. 15.2, где *1* — сердечник ротора, *2* — пазы с обмоткой, *3* — контактные кольца). Ток в обмотку ротора поступает через контактные кольца и щетки от внешнего источника постоянного тока — возбудителя.

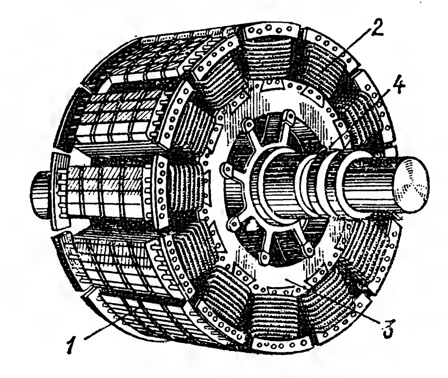


Рис. 15.1.

У многополюсной синхронной машины ротор имеет p пар полюсов, а токи в обмотке статора образуют тоже p пар полюсов вращающегося магнитного поля (как у асинхронной машины). Ротор должен вращаться с частотой вращения поля, следовательно, его синхронная частота вращения равна:

$$n = 60f/p. \tag{15.1}$$

При стандартной промышленной частоте 50 Гц максимальная частота вращения, соответствующая двухполюсной ($p = 1$) машине, будет 3000 об/мин. Это частота вращения современного *турбоагрегата*, состоящего из первичного двигателя — паровой турбины и неявнополюсного синхронного генератора (турбогенератора).

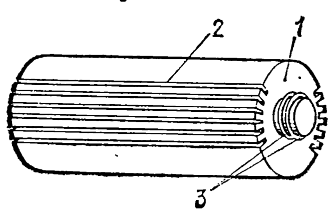


Рис. 15.2.

У *гидроагрегата* гидравлическая турбина вращается относительно медленно. Это вынуждает изготовлять гидрогенераторы многополюсными с явными полюсами и в большинстве случаев — вертикальным валом. Частота вращения этих генераторов — от 60 до нескольких сотен оборотов в минуту, чему соответствует несколько десятков пар полюсов. Вследствие относительно малых частот вращения генераторы к гидравлическим турбинам имеют значительно большую массу на единицу мощности — свыше 8 кг/ (кВ·А), чем генераторы к паровым турбинам — менее 2,5 кг/ (кВ·А).

15.3. РЕЖИМЫ РАБОТЫ СИНХРОННОЙ МАШИНЫ

Любая синхронная машина, включенная в электрическую систему, может работать в режиме генератора и двигателя. Режим работы синхронной машины определяется взаимодействием магнитных полей, создаваемых токами в обмотках статора и ротора. Рассмотрим режимы работы двухполюсной машины. Наложение магнитных полей токов в фазных обмотках статора возбуждает в синхронной машине, так же как и в асинхронной, магнитное поле (см. § 14.3), вращающееся с угловой скоростью ω. Приближенное распределение магнитных линий вращающегося магнитного поля в магнитопроводе синхронной машины в режимах генератора (*а*) и двигателя (*б*) показано на рис. 15.3 штриховой линией. Распределение линий вращающегося магнитного поля показывает, что приближенно его можно представить в виде вращающейся с угловой скоростью ω пары полюсов, расположенных на статоре.

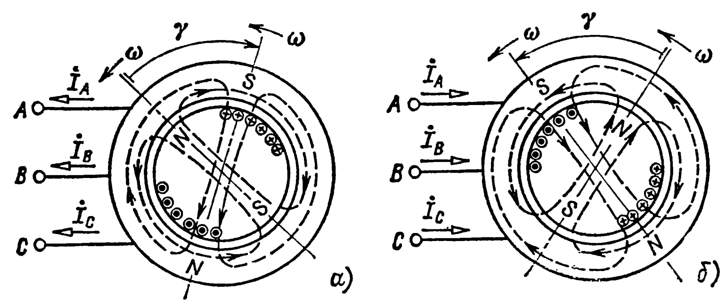


Рис. 15.3.

Аналогичным образом магнитное поле, создаваемое током в обмотке вращающегося ротора, также можно приближенно представить в виде вращающейся пары полюсов, расположенных на роторе.

Если пренебречь всеми видами потерь энергии в синхронной машине, то при отсутствии момента на валу ось полюсов ротора будет совпадать с осью полюсов статора.

Для того чтобы заставить синхронную машину, включенную в систему, работать в режиме генератора, отдавая в эту систему энергию, необходимо увеличить механический момент, приложенный первичным двигателем к валу машины. Тогда под действием возросшего вращающего момента ось магнитных полюсов ротора повернется на некоторый угол γ относительно оси полюсов статора в направлении вращения (рис. 15.3, *а*). Так как при этом результирующее магнитное поле, создаваемое наложением магнитных полей токов в обмотках ротора и статора, изменится, то ток в обмотках статора также изменится. Взаимодействие этого тока с магнитным полем ротора создает тормозной момент, действующий на ротор. Это и означает преобразование механической мощности первичного двигателя в электрическую мощность генератора, включенного в систему. Маг-

нитные полюсы ротора будут как бы тянуть за собой магнитные полюсы статора.

Если теперь приложить к валу машины вместо вращающего тормозной момент механической нагрузки, то ось полюсов ротора повернется на некоторый угол относительно оси полюсов статора против направления вращения (рис. 15.3, *б*). Вновь возникнут токи в обмотках статора и создадут электромагнитные силы взаимодействия токов статора и магнитного поля ротора, но на этот раз эти силы будут стремиться увлечь ротор в направлении вращения. Электромагнитные силы создадут теперь вращающий момент, при посредстве которого электрическая энергия сети преобразуется в механическую на валу машины; таким путем синхронная машина переходит в режим двигателя.

Режим работы синхронной машины изменяется от генераторного на двигательный и обратно в зависимости от механического воздействия на вал машины, причем электромагнитные силы играют роль своеобразной упругой связи между ротором и статором.

15.4. ПОЛУЧЕНИЕ СИНУСОИДАЛЬНОЙ ЭДС В СИНХРОННОМ ГЕНЕРАТОРЕ

Обмотка статора синхронной машины устроена так же, как и обмотка асинхронной машины. Однако если в асинхронной машине главным магнитным потоком, индуктирующим ЭДС в фазных обмотках статора, является вращающееся магнитное поле, то в синхронной машине *главным магнитным потоком*, индуктирующим ЭДС в фазных обмотках статора, является магнитное поле, создаваемое постоянным током в обмотке вращающегося ротора.

В условиях холостого хода синхронного генератора магнитный поток, сцепляющийся с одним витком фазной обмотки статора, изменяется в пределах от $+\Phi_{0m}$ до $-\Phi_{0m}$, где Φ_{0m} — максимальное значение магнитного потока, сцепленного с одним витком, создаваемое магнитным полем вращающегося с угловой скоростью ω ротора.

В § 2.5 было показано, что в этом случае в одном витке фазной обмотки возникнет ЭДС, изменяющаяся по закону, близкому к синусоидальному, с амплитудой $E_{0m} = \omega\Phi_{0m}$.

Вследствие того что секции, образующие каждую из фаз обмотки статора, распределены по нескольким пазам, их ЭДС складываются геометрически, что при расчете ЭДС фазной обмотки учитывается посредством обмоточного коэффициента $k_{об} < 1$ (см. § 14.5).

Таким образом, действующее значение ЭДС фазной обмотки статора синхронной машины, имеющей w витков на фазу, будет:

$$E_0 = 4{,}44 f w k_{об} \Phi_{0m} = \omega\Psi_0, \qquad (15.2)$$

где Ψ_0 — действующее значение потокосцепления, создаваемого магнитным полем ротора с фазной обмоткой статора.

Для получения синусоидальной ЭДС в проводниках витков фазных обмоток статора необходимо, чтобы индукция в воздушном зазоре, создаваемая магнитным полем ротора, распределялась по синусоидальному закону вдоль окружности ротора. В случае явновыра-

женных полюсов для этой цели используется форма полюсных наконечников: явнополюсная машина изготовляется с неравномерным воздушным зазором, постепенно увеличивающимся от середины полюса к краям, благодаря чему магнитная индукция распределяется обратно пропорционально магнитному сопротивлению. Это дает возможность посредством соответствующего подбора формы полюсного наконечника достичь приближенно синусоидального распределения вдоль окружности ротора.

Однако такой способ получения синусоидальной кривой неприменим для неявных полюсов быстроходных машин. В этих машинах путем соответствующего распределения обмотки возбуждения вдоль окружности ротора удается получить трапециевидное распределение индукции вдоль окружности ротора, что уже представляет собой существенное приближение к синусоиде. Для дальнейшего подавления высших гармонических в кривой ЭДС используются специальные свойства распределенной обмотки статора.

15.5. УРАВНЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ ФАЗЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Магнитное поле нагруженной синхронной машины возбуждается не только током возбуждения в обмотке ротора, но и токами в фазных обмотках статора (якоря). Следовательно, в синхронных машинах, как и в машинах постоянного тока, имеет место *реакция якоря* — воздействие МДС якоря на основное магнитное поле машины. Форма кривой ЭДС, индуктируемой в фазной обмотке нагруженного генератора, зависит не только от распределения поля ротора вдоль окружности машины, но и от распределения поля статора. Последнее также должно быть по возможности синусоидальным для того, чтобы результирующее поле и кривая ЭДС нагруженной машины были синусоидальны.

Ток в фазных обмотках статора нагруженного синхронного генератора создает падения напряжений на индуктивном и активном сопротивлениях обмоток. Индуктивное сопротивление фазной обмотки статора определяется потокосцеплением рассеяния и магнитным потоком реакции якоря.

Индуктивное сопротивление рассеяния фазной обмотки статора определяется *потокосцеплением рассеяния статора* $\Psi_{рас}$. Это потокосцепление, как и в асинхронной машине, есть часть потокосцепления фазной обмотки статора, определяемая магнитными линиями, замыкающимися помимо ротора поперек пазов, по коронкам зубцов и вокруг лобовых частей обмотки статора (см. рис. 14.13). Линии поля рассеяния проходят значительную часть пути в воздухе. Поэтому можно считать, что потокосцепление рассеяния пропорционально току статора и совпадает с ним по фазе. Потокосцепление рассеяния индуктирует в фазной обмотке статора ЭДС рассеяния $E_{рас}$, отстающую по фазе от этого потокосцепления на 90°. Можно выразить напряжение, уравновешивающее ЭДС рассеяния, через ток статора I

и индуктивное сопротивление рассеяния $x_{рас}$ (2.33):

$$\dot{E}_{рас} = -jx_{рас}\dot{I} = -j\omega\dot{\Psi}_{рас}.$$

Падение напряжения на индуктивности рассеяния в синхронных машинах составляет при номинальной нагрузке 10—15 и даже до 20 % номинального фазного напряжения. Значительное индуктивное сопротивление рассеяния, обусловливающее это падение напряжения, полезно, так как в случаях коротких замыканий между выходными выводами генератора оно ограничивает ток. Активное сопротивление фазной обмотки статора весьма мало. Обычно падение напряжения на активном сопротивлении фазной обмотки при номинальной нагрузке составляет для больших генераторов 1—2 % номинального фазного напряжения. В большинстве расчетов им можно поэтому пренебречь; мы будем учитывать его лишь в некоторых случаях.

Как уже упоминалось, на ЭДС фазы синхронной машины влияет реакция якоря. Физически в синхронной машине существует лишь одно результирующее магнитное поле, складывающееся из магнитного поля ротора, магнитного поля рассеяния статора и магнитного поля реакции якоря. Но целесообразно рассматривать эти магнитные поля как существующие независимо друг от друга, создающие с фазной обмоткой статора независимые потокосцепления и индуктирующие в ней соответствующие ЭДС. Таким образом, в нагруженном синхронном генераторе потокосцепление ротора Ψ_0 индуктирует в фазной обмотке статора ЭДС E_0, равную ЭДС холостого хода, потокосцепление рассеяния $\Psi_{рас}$ индуктирует ЭДС $E_{рас}$ и, наконец, потокосцепление реакции якоря $\Psi_{р.я}$ индуктирует в обмотке статора некоторую ЭДС $E_{р.я}$. Наиболее простые соотношения мы получим, если не будем учитывать влияния гистерезиса и насыщения магнитопровода на потокосцепление якоря (статора) и, следовательно, примем в этом случае, что потокосцепление якоря пропорционально току якоря I и совпадает с ним по фазе. В действительности это вполне справедливо лишь для ненасыщенного магнитопровода синхронной машины. При этом можно выразить ЭДС реакции якоря $E_{р.я}$ так же, как ЭДС рассеяния $E_{рас}$, т. е. через ток I и некоторое индуктивное сопротивление $x_я$, и считать, что

$$\dot{E}_{р.я} = -jx_я\dot{I} = -j\omega\dot{\Psi}_{р.я}.$$

Напряжение $jx_я\dot{I}$ представляет собой то напряжение, которое нужно для преодоления ЭДС реакции якоря.

При таком истолковании процессов ЭДС $\dot{E}_0$, индуктируемая в фазной обмотке потокосцеплением $\dot{\Psi}_0$, равна сумме напряжений $jx_{рас}\dot{I}$ и $jx_я\dot{I}$ на индуктивных сопротивлениях $x_{рас}$ и $x_я$ фазной обмотки, напряжения $r_в\dot{I}$ на активном сопротивлении витков фазной обмотки и напряжения между выводами фазной обмотки синхронного генератора $\dot{U}$. Следовательно, уравнение электрического состояния фазы статора синхронного генератора есть:

$$\dot{E}_0 = \dot{U} + [r_в + j(x_{рас} + x_я)]\dot{I} = \dot{U} + (r_в + jx)\dot{I}, \qquad (15.3)$$

где $x_{рас} + x_я = x$ — индуктивное сопротивление фазной обмотки статора, называемое *синхронным реактивным* (индуктивным) *сопротивлением*. У синхронной машины с ненасыщенным магнитопроводом это — относительно постоянная величина.

15.6. СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ И УПРОЩЕННАЯ ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА ФАЗЫ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Уравнению электрического состояния фазы статора синхронного генератора (15.3) соответствует схема замещения на рис. 15.4, *а*.

Построим теперь векторную диаграмму фазы синхронного генератора. Для этого выберем в качестве исходного вектор основного магнитного потокосцепления $\dot{\Psi}_0$, который направим влево по оси абсцисс (рис. 15.4, *б*). Вектор ЭДС $\dot{E}_0$, индуктируемой потокосцеплением $\dot{\Psi}_0$, отстает от вектора $\dot{\Psi}_0$ на 90°. Вектор тока статора (якоря) $\dot{I}$ отстает от $\dot{E}_0$ на угол φ_0, определяемый соотношением реактивных и активных сопротивлений:

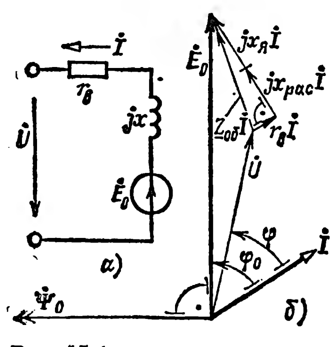


Рис. 15.4.

$$\varphi_0 = \operatorname{arctg}\frac{x + x_н}{r_в + r_н}, \qquad (15.4)$$

где $x_н$ и $r_н$ — индуктивное и активное сопротивления цепи нагрузки генератора.

Вектор напряжения $r_в\dot{I}$ совпадает по направлению с вектором тока $\dot{I}$, а вектор напряжения $jx\dot{I}$ опережает этот вектор на 90°. Чтобы определить положение вектора напряжения $\dot{U}$ между выводами фазной обмотки генератора, вычтем из вектора E_0 сумму векторов напряжений на активном и реактивном сопротивлениях фазной обмотки: $\dot{U} = \dot{E}_0 - jx\dot{I} - r_в\dot{I}$. Соединив концы векторов $\dot{E}_0$ и $\dot{U}$, получим треугольник напряжений на активном и индуктивном сопротивлениях фазы генератора с гипотенузой $\underline{Z}_{об}\dot{I}$.

Отметим, что для наглядности диаграммы мы преувеличиваем значение вектора напряжения $r_в\dot{I}$.

15.7. НОМИНАЛЬНАЯ МОЩНОСТЬ И КПД СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Энергетический баланс синхронного генератора можно пояснить с помощью его векторной диаграммы (рис. 15.4, *б*). Вектор $\dot{E}_0$ и его составляющие проектируем на направление вектора тока $\dot{I}$; тогда активная составляющая ЭДС

$$E_0 \cos\varphi_0 = r_в I + U\cos\varphi. \qquad (15.5)$$

Это уравнение умножим на действующее значение тока I и таким путем преобразуем (15.5) в уравнение электрической мощности для

одной фазы генератора:

$$E_0 I \cos\varphi_0 = r_в I^2 + UI \cos\varphi. \qquad (15.6)$$

Оно показывает, что электрическая мощность статора $P_{э,с}$ складывается из мощности потерь в проводах якоря $P_{пр}$ и электрической мощности P, с которой генератор отдает энергию в сеть. Но помимо мощности потерь в проводах в генераторе имеют место еще и мощность механических потерь $P_{м,п}$ и мощность потерь на гистерезис и вихревые токи в электротехнической стали $P_с$ статора и полюсных башмаков. Из уравнения (15.6) видно, что мощность этих потерь покрывается не за счет электрической мощности, а непосредственно за счет механической мощности первичного двигателя. Соответствующая энергетическая диаграмма синхронного генератора показана на рис. 15.5. Кроме того, в синхронном генераторе имеют место потери энергии на возбуждение. Мощность потерь на возбуждение генератора равна мощности возбудителя постоянного тока $P_{воз}$. Мощность возбудителя составляет примерно 0,3—1 % номинальной мощности для больших генераторов. Мощность всех потерь энергии в генераторе делится на мощность постоянных потерь, почти не зависящую от нагрузки, и мощность переменных потерь, изменяющуюся в зависимости от нагрузки. Мощность постоянных потерь $P_{пос}$ равна сумме мощностей потерь механических, возбуждения и в электротехнической стали; мощность переменных потерь $P_{пер}$ равна мощности потерь в проводах.

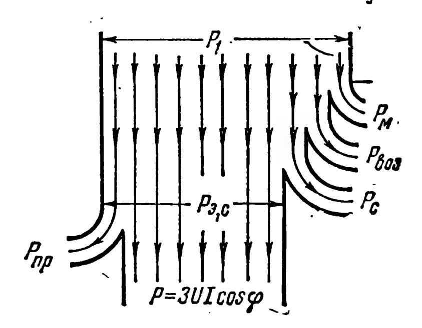


Рис. 15.5.

Электрическая мощность генератора, выраженная через фазные напряжения и ток, $P = 3UI \cos\varphi$, при одном и том же токе зависит от $\cos\varphi$ нагрузки. Но сечения проводников обмоток генератора рассчитываются на определенное значение тока, а его изоляция и сечение магнитной цепи — на определенное напряжение U; следовательно, эти величины выбираются независимо от $\cos\varphi$ нагрузки. По этой причине подобно трансформаторам *номинальной мощностью генератора* считается его полная мощность $S = UI$, измеряемая в киловольт-амперах. Было бы нецелесообразно соединять генератор с турбиной, рассчитанной на его полную мощность S (деленную на его КПД), так как почти всегда $\cos\varphi < 1$. Поэтому турбина к генератору обычно имеет несколько меньшую мощность, чем полная мощность генератора (например, из расчета $\cos\varphi = 0{,}8$).

Мощность генератора пропорциональна его объему, поэтому с увеличением номинальной мощности генератора уменьшается поверхность охлаждения, приходящаяся на единицу мощности, вследствие чего приходится создавать усиленное охлаждение искусственным путем посредством вентиляции машины. В крупных турбогенераторах количество воздуха, необходимого для вентиляции, весьма ве-

лико. В час для охлаждения машины требуется примерно столько воздуха, сколько весит сама машина.

Для генераторов мощностью более 25 000 кВ·А обычно применяется водородное охлаждение. Преимущества такого охлаждения определяются тем, что водород легче воздуха в 14 раз, его теплоемкость больше в 14 раз, теплопроводность — в 7 раз, а коэффициент теплоотдачи водородом с охлаждаемой поверхности — в 1,35 раза.

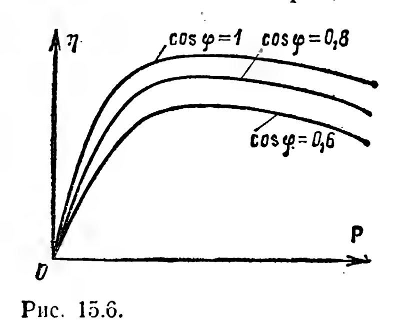


Рис. 15.6.

Коэффициент полезного действия генератора равен отношению мощности генератора, включенного в сеть, к мощности первичного двигателя; последнюю удобно представить как сумму мощности генератора и мощности всех видов потерь в машине; следовательно,

$$\eta = 3UI\cos\varphi/(3UI\cos\varphi + P_{пост} + P_{пер}). \qquad (15.7)$$

Уравнение КПД показывает, что с уменьшением нагрузки КПД также уменьшается. На рис. 15.6 приведены графики зависимости КПД генератора от нагрузки при различных значениях cos φ. С увеличением номинальной мощности генераторов возрастают КПД как самого генератора, так и его первичного двигателя.

15.8. РАБОТА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА В ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ БОЛЬШОЙ МОЩНОСТИ

Трехфазная электрическая система большой мощности представляет собой большое число трехфазных источников и трехфазных потребителей электрической энергии, работающих параллельно. Можно считать, что частичное изменение числа источников и потребителей электрической энергии в мощной системе не влияет на режим ее работы. Поэтому действующее значение напряжения на общих шинах системы, так же как частоту, можно всегда считать постоянными величинами. На рис. 15.7 приведена эквивалентная схема замещения фазы мощной системы, содержащей источник бесконечной мощности $\dot{E}$ и нагрузку системы $Z_н$. На этом же рисунке показана эквивалентная схема замещения фазы синхронного генератора без учета активного сопротивления фазной обмотки, который подключен к общим шинам системы.

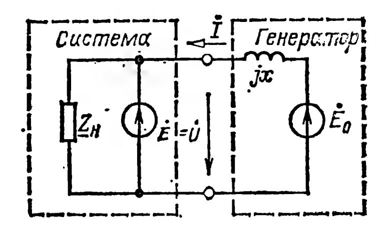


Рис. 15.7.

Если пренебрегать активным сопротивлением фазной обмотки, то уравнение электрического состояния фазы синхронного генера-

тора будет иметь вид:

$$\dot{E}_0 = \dot{E} + jx\dot{I} = \dot{U} + jx\dot{I}. \qquad (15.8)$$

Процессы, происходящие в синхронном генераторе, подключенном к мощной электрической системе, иллюстрирует векторная диаграмма (рис. 15.8).

Построение такой диаграммы удобно начать с вектора напряжения на шинах мощной системы $\dot{E} = \dot{U}$, направив его вверх по оси ординат. Это напряжение уравновешивается частью ЭДС $\dot{E}_0$ фазной обмотки статора, индуктируемой в ней потокосцеплением $\dot{\Psi}_0$. Прибавив в вектору $\dot{U}$ вектор $jx\dot{I}$, перпендикулярный $\dot{I}$, получим вектор $\dot{E}_0$. Положение вектора потокосцепления $\dot{\Psi}_0$ на векторной диаграмме определяется тем, что он опережает индуктируемую им ЭДС $\dot{E}_0$ на угол 90°. Так как $jx\dot{I} = -\dot{E}_{рас} - \dot{E}_{р,я}$, т. е. равно сумме ЭДС, индуктируемых потокосцеплениями рассеяния и реакции якоря, то уравнение электрического состояния фазы синхронного генератора (15.8) можно записать так:

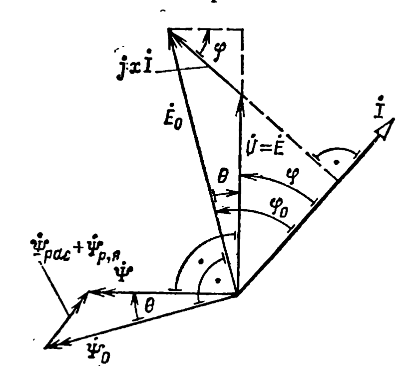


Рис. 15.8.

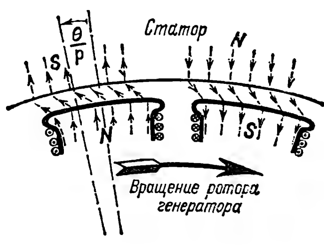


Рис. 15.9.

$$\dot{E}_0 + \dot{E}_{рас} + \dot{E}_{р,я} = \dot{U} = \dot{E}.$$

Напряжение фазы синхронного генератора равно сумме ЭДС, индуктируемых в фазной обмотке тремя потокосцеплениями $\dot{\Psi}_0$, $\dot{\Psi}_{рас}$ и $\dot{\Psi}_{р,я}$. Но физически эти потокосцепления образуют одно результирующее потокосцепление с фазной обмоткой $\dot{\Psi} = \dot{\Psi}_0 + \dot{\Psi}_{рас} + \dot{\Psi}_{р,я}$.

Следовательно, можно считать, что напряжение между выводами фазы синхронного генератора равно ЭДС, индуктируемой результирующим потокосцеплением $\underline{\dot{\Psi}}$ с фазной обмоткой. Это определяет направление вектора $\underline{\dot{\Psi}}$, который должен опережать по фазе вектор $\dot{U} = \dot{E}$ на 90°. Направление векторов $\dot{\Psi}_{рас}$ и $\dot{\Psi}_{р,я}$ совпадает с направлением вектора $\dot{I}$. Углы θ сдвига фаз между векторами $\dot{E}_0$ и $\dot{U}$ и между векторами $\dot{\Psi}_0$ и $\dot{\Psi}$ равны между собой. Значение угла сдвига фаз θ принято отсчитывать от направления векторов $\dot{E}_0$ и $\dot{\Psi}_0$. Для синхронной машины, работающей в режиме генератора, значение этого угла всегда меньше нуля ($\theta < 0$).

Сдвигу фаз θ между векторами потокосцеплений соответствует пространственный сдвиг на угол θ/p между осями полюсов ротора и направлением результирующего магнитного поля синхронного генератора (рис. 15.9).

Из анализа векторной диаграммы следует, что действующее значение результирующего потокосцепления с фазной обмоткой синхронного генератора, подключенного к мощной электрической системе $U = \text{const}$, является постоянной величиной ($\Psi = \text{const}$) и не зависит от нагрузки.

15.9. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ И УГЛОВАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Проанализируем зависимость электрической мощности P и электромагнитного момента $M_{эм}$ синхронного генератора от угла $\theta < 0$. Для этого воспользуемся векторной диаграммой (см. рис. 15.8).

Электрическая мощность всех трех фаз синхронного генератора равна:

$$P = 3UI\cos\varphi = 3E_0I\cos\varphi_0 = 3E_0I\cos(\varphi - \theta). \qquad (15.9)$$

Построим на векторе $\dot{E}_0$, как на гипотенузе, прямоугольный треугольник, частью катета которого будет $\dot{U}$. Второй катет этого треугольника, противолежащий углу θ,

$$xI\cos\varphi = E_0\sin|\theta|;$$

на основании той же диаграммы $E_0\cos\varphi_0 = U\cos\varphi$, что дает возможность выразить электрическую мощность синхронного генератора в следующей форме:

$$P = 3UI\cos\varphi = 3E_0U\sin|\theta|/x. \qquad (15.10)$$

Электромагнитный момент, создаваемый взаимодействием тока якоря с магнитным полем машины, связан с ее электрической мощностью известным простым соотношением:

$$M_{эм} = P/\omega_р,$$

где синхронная угловая скорость ротора

$$\omega_р = 2\pi n/60 = 2\pi f/p,$$

на основании чего

$$M_{эм} = \frac{3p}{2\pi f}E_0U\frac{\sin|\theta|}{x}. \qquad (15.11)$$

Так как напряжение U и частота f в мощной электрической системе постоянны, то мощность и электромагнитный момент синхронного генератора при постоянном токе возбуждения зависят только от угла $|\theta|$. Эта зависимость синусоидальна, она называется *угловой характеристикой синхронного генератора* (рис. 15.10); для мощности и электромагнитного момента она отличается лишь масштабом.

Угловые характеристики позволяют проанализировать процессы, происходящие в синхронном генераторе при изменении нагрузки.

Работа, совершаемая первичным двигателем, преобразуется в электрическую энергию, отдаваемую генератором в сеть. При увеличении создаваемого первичным двигателем вращающего момента, $M > M_{д1} = M_{эм1}$ (точка *1*) ротор машины вследствие сообщаемого ему ускорения увеличивает угол $|\theta|$. После нескольких колебаний около синхронной угловой скорости равновесие вращающего момента первичного двигателя и тормозного электромагнитного момента генератора восстанавливается ($M_{д2} = M_{эм2}$, точка *2*) при новом значении угла $|\theta_2| > |\theta_1|$.

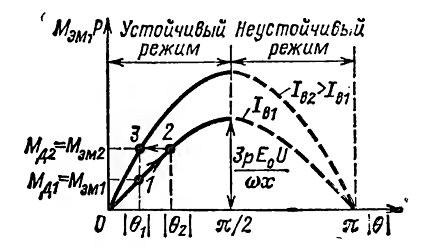


Рис. 15.10.

Работа синхронного генератора устойчива при изменении угла $|\theta|$ в пределах $0 - \pi/2$. Значению $|\theta| = \pi/2$ соответствуют максимальная электрическая мощность

$$P_{max} = 3E_0U/x \tag{15.12}$$

и максимальный электромагнитный момент

$$M_{эм\,max} = 3pE_0U/\omega x. \tag{15.13}$$

Значение $\pi/2 - |\theta|$ определяет *запас устойчивости* синхронного генератора.

Область значений $|\theta| > \pi/2$ соответствует неустойчивой работе синхронного генератора. В этих условиях вращающий момент первичного двигателя $M_д$ превышает максимальный тормозной электромагнитный момент генератора. Избыток вращающего момента ($M_д > M_{эм}$) создает дальнейшее ускорение ротора, что обусловливает дальнейшее возрастание $|\theta|$ и новое уменьшение тормозного момента и т. д., пока генератор не выпадет из синхронизма.

Чтобы восстановить запас устойчивости $\pi/2 - |\theta|$ синхронного генератора при увеличенной нагрузке, необходимо увеличить ток возбуждения (точка *3*).

15.10. U-ОБРАЗНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Ценной особенностью синхронного генератора, подключенного к электрической системе большой мощности, является возможность регулирования его реактивного тока посредством изменения тока возбуждения. Чтобы пояснить это, обратимся к векторной диаграмме фазы синхронного генератора (см. рис. 15.8) и проанализируем ее с этой точки зрения (рис. 15.11). Если мощность синхронного генератора $P = \omega_р M_{эм}$ и напряжение на шинах электрической системы U постоянны, то значения произведений сомножителей в (15.10)

$$\left.\begin{aligned} I\cos\varphi = I_а = \text{const};\\ E_0\sin|\theta| = \omega\Psi_0\sin|\theta| = \text{const}\end{aligned}\right\} \tag{15.14}$$

не зависят от тока возбуждения. Однако при изменении тока возбуждения изменяются значения создаваемого им потокосцепления с фазной обмоткой статора $\dot{\Psi}_0$ и индуктированная этим потокосцеплением в фазной обмотке ЭДС $\dot{E}_0$.

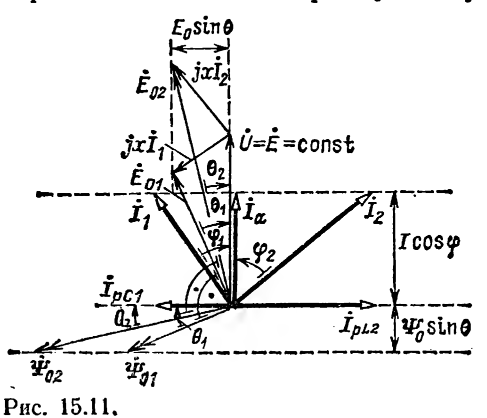


Рис. 15.11.

Из уравнения электрического состояния фазы статора (15.8) следует, что это возможно только при соответствующем изменении тока $\dot{I} = \dot{I}_а + \dot{I}_р$ в фазной обмотке, а именно реактивной составляющей тока $\dot{I}_р$.

При токах возбуждения меньше (больше) некоторого граничного значения $I_в < I_{в,гр}(P)$ $(I_в > I_{в,гр})$ ток синхронного генератора имеет емкостную $I_{рC}$ (индуктивную $\dot{I}_{рL}$) реактивную составляющую $\varphi < 0$ $(\varphi > 0)$ (рис. 15.11). Следовательно, при недовозбуждении (перевозбуждении) реактивная мощность генератора имеет емкостный, $Q_C = 3UI_{рC}$ (индуктивный, $Q_L = 3UI_{рL}$), характер.

Если синхронный генератор подключен к электрической системе большой мощности $U =$ const, то его эквивалентную схему замещения можно представить в виде параллельного соединения двух источников тока: источника активной составляющей тока генератора, зависящей от момента первичного двигателя, $I_а(M_д)$, и источника реактивной составляющей тока генератора, зависящей от момента первичного двигателя и тока возбуждения, $I_р(I_в, M_д)$.

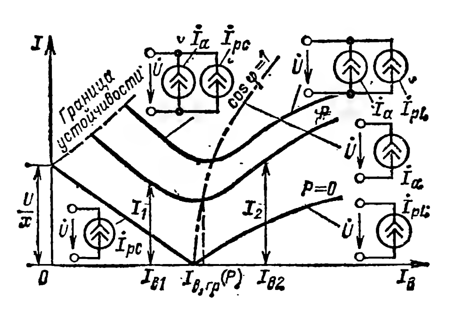


Рис. 15.12.

В частном случае, если момент первичного двигателя равен нулю $(M_д = 0)$, то в схеме замещения фазы синхронного генератора, подключенного к системе большой мощности, источник активной составляющей тока генератора отсутствует, а ток источника реактивной составляющей зависит только от тока возбуждения $I_р(I_в)$.

Зависимость тока статора, подключенного к системе большой мощности $U =$ const, от тока возбуждения $I(I_в)$ при постоянном моменте первичного двигателя $M_д =$ const называется *U-образной характеристикой синхронного генератора* (рис. 15.12). При некотором малом значении тока возбуждения угол $|\theta|$ (рис. 15.10) может превысить значение $\pi/2$ и устойчивость работы синхронного генератора нарушится. Чем больше значение активной мощности синхронного

генератора, тем при больших значениях тока возбуждения наступит потеря устойчивости. На рис. 15.12 граница устойчивости синхронного генератора показана штриховой линией.

Если момент первичного двигателя равен нулю: $M_д = 0$, то, пренебрегая всеми видами потерь, можно считать, что ток синхронного генератора является только реактивным (рис. 15.12, $P = 0$):

$$\dot{I}(I_в) = \dot{I}_р(I_в) = \frac{\dot{E} - \dot{U}}{jx} = \frac{j\omega\dot{\Psi}_0(I_в) - \dot{U}}{jx}. \qquad (15.15)$$

Ток генератора в этом случае зависит линейно от тока возбуждения. Линейность зависимости $I(I_в)$ нарушается лишь при больших значениях тока возбуждения вследствие насыщения магнитопровода машины.

15.11. РЕГУЛИРОВАНИЕ АКТИВНОЙ И РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА

Активная мощность $P = 3UI_а$ *синхронного генератора*, подключенного к системе большой мощности ($U = \mathrm{const}$), регулируется мощностью первичного двигателя $P_{мех} = \omega_р M_д$. При увеличении мощности первичного двигателя, т. е. вращающего момента первичного двигателя $M_д$ (паровой или гидравлической турбины), увеличивается активная составляющая тока генератора $I_а(M_д)$, одновременно с этим увеличивается и угол $|\theta|$, что понижает запас устойчивости $\pi/2 - |\theta|$ генератора. Для того чтобы синхронный генератор не терял запаса устойчивости при увеличении активной мощности, необходимо увеличивать ток возбуждения. Промышленные синхронные генераторы электрической энергии снабжены специальной регулирующей аппаратурой, с помощью которой при изменении активной мощности генератора обеспечивается требуемый запас устойчивости.

Реактивная мощность синхронного генератора $Q = 3UI \sin\varphi$, подключенного к системе большой мощности ($U = \mathrm{const}$), при постоянной активной мощности $P = \mathrm{const}$ регулируется изменением тока возбуждения $I_в$. Если значение тока возбуждения равно $I_{в,гр}(P)$, то реактивная мощность синхронного генератора равна нулю. При значениях тока возбуждения $I_в > I_{в,гр}$ ($I_в < I_{в,гр}$) реактивная мощность синхронного генератора имеет индуктивный характер: $Q_L = 3UI_{рL}$ (емкостный характер: $Q_C = 3UI_{рC}$).

Обычно режим возбуждения синхронных генераторов соответствует индуктивной реактивной мощности, необходимой для работы асинхронных двигателей.

15.12. ВКЛЮЧЕНИЕ СИНХРОННОГО ГЕНЕРАТОРА НА ПАРАЛЛЕЛЬНУЮ РАБОТУ С СИСТЕМОЙ

Включение синхронного генератора на параллельную работу с системой связано с рядом трудностей. Применяются два способа такого включения: точная синхронизация и самосинхронизация. Рассмотрим способ точной синхронизации.

При включении на параллельную работу с системой (рис. 15.13) синхронного генератора способом точной синхронизации мгновенное значение фазной ЭДС генератора, например e_{A1}, должно быть равно и соответствовать по направлению в любой момент времени мгновенному значению соответствующего напряжения фазы системы e_A. Из этого требования вытекают следующие условия включения: ЭДС фазы включаемого генератора должна иметь одинаковое действующее значение с фазным напряжением системы, частоту, равную частоте системы, фазу, соответствующую фазе фазного напряжения системы, наконец, чередование фаз генератора должно соответствовать чередованию фаз системы.

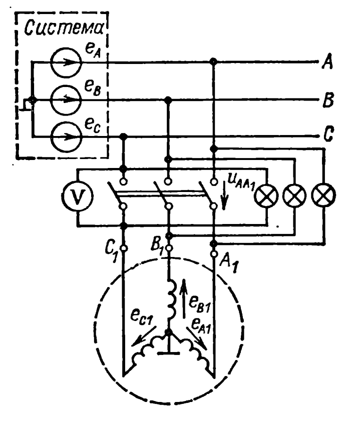


Рис. 15.13.

Предварительное синхронизирование включаемого генератора осуществляется следующим образом. Ротор генератора доводится примерно до синхронной угловой скорости, и его возбуждение регулируется так, чтобы вольтметр на выводах машины показал значение, равное напряжению сети. При этом последовательность фаз генератора должна соответствовать последовательности фаз системы. Однако перед включением на параллельную работу необходимо более точное регулирование частоты машины и в особенности ее фазной ЭДС. В качестве указателей для такого точного регулирования служат *синхроноскопы*. В простейшем виде сонхроноскоп составляется из ламп накаливания, часто называемых в таких случаях фазоиндикаторными лампами.

На рис. 15.13 эти лампы включены между шинами системы и одноименными ($A - A_1$, $B - B_1$, $C - C_1$) в отношении последовательности фаз выводами генератора («включение на потухание»).

На рис. 15.14 показаны кривые мгновенных значений фазного напряжения $u_A = e_A$ системы, фазной ЭДС e_{A1} включаемого на параллельную работу генератора и результирующего напряжения $u_{AA1} = e_A - e_{A1}$. Пока нет точного совпадения частоты генератора и системы в контуре включаемого генератора, действующее значение результирующего напряжения между контактами выключателя будет то снижаться до нуля, то повышаться до двойного значения фазного напряжения системы, в результате чего лампы будут то гаснуть, то вновь загораться. Чем больше частота генератора будет приближаться к частоте системы, тем медленнее будут происходить колебания света фазоиндикаторных ламп; они будут загораться и гаснуть на относительно длительные сроки. Нужно достичь возможно более точного совпадения частот, при котором промежутки времени между следующими друг за другом вспышками ламп будут достаточно велики (не менее 3—5 с), после чего в момент полного потухания ламп замкнуть рубильник.

Сущность метода *самосинхронизации* состоит в том, что генератор включается на сеть без возбуждения, когда его частота вращения отличается от синхронной на 2—3 %. Обмотка ротора (обмотка возбуждения) во время такого включения должна быть замкнута на некоторый резистор или накоротко. После включения генератора обмотка ротора подключается к источнику постоянного тока возбуждения и генератор синхронизируется под действием электромагнитных сил.

Так как в момент включения частота вращения генератора не равна синхронной и он не возбужден, то возникает скачок тока в обмотке статора; значение этого кратковременного тока может в несколько раз превышать номинальный ток генератора. Но, как показывает

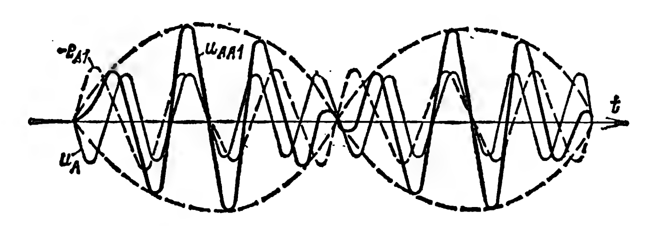


Рис. 15.14.

опыт, ни этот ток, ни возникающие при этом механические усилия на валу генератора не опасны для агрегата (турбогенератора или гидрогенератора). Метод самосинхронизации применяется для генераторов мощностью до 50 МВ·А.

После включения генератора на параллельную работу с системой большой мощности при всяком случайном отклонении от синхронного вращения в обмотке статора генератора возникают дополнительные токи. Их взаимодействие с магнитным полем ротора создает дополнительные силы, восстанавливающие синхронное вращение.

15.13. УРАВНЕНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО СОСТОЯНИЯ, СХЕМА ЗАМЕЩЕНИЯ И ВЕКТОРНАЯ ДИАГРАММА ФАЗЫ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

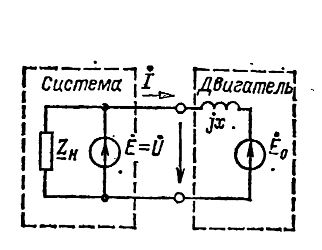
В отличие от синхронного генератора в синхронном двигателе ось полюсов ротора отстает от оси полюсов вращающегося магнитного поля статора (см. рис. 15.3, *б*). Возникающий при этом электромагнитный момент равен противодействующему тормозному моменту на валу двигателя $M_{эм} = M_{тор}$. В синхронном двигателе осуществляется преобразование электрической энергии в механическую. На рис. 15.15 приведена схема замещения фазы синхронного двигателя, подключенного к электрической системе большой мощности ($U = \text{const}$). Эта схема замещения совпадает со схемой замещения фазы синхронного генератора, подключенного к системе большой мощности (см. рис. 15.7), с той разницей, что в первом случае электрическая энергия поступает из системы в двигатель, а во втором случае электрическая энергия поступает из генератора в систему.

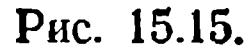
Из схемы замещения фазы синхронного двигателя следует уравнение электрического состояния фазы синхронного двигателя

$$\dot{E}_0 = \dot{U} - jx\dot{I}, \qquad (15.16)$$

где $\dot{E}_0 = j\omega\dot{\Psi}_0$, $x = x_{рас} + x_я$ совпадают по своему физическому смыслу с аналогичными понятиями, обсуждавшимися при анализе синхронного генератора (см. § 15.5).

Уравнению электрического состояния (15.16) соответствует векторная диаграмма фазы синхронного двигателя на рис. 15.16. На векторной диаграмме сдвиг фаз θ соответствует геометрическому углу между осью полюсов ротора и осью результи-




Рис. 15.15.

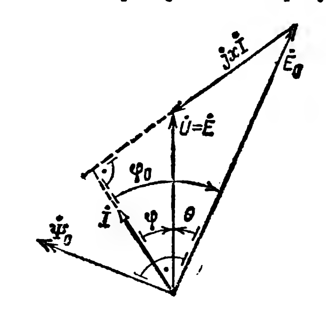


Рис. 15.16.

рующего магнитного поля синхронного двигателя, деленному на число пар полюсов. Для синхронной машины, работающей в режиме двигателя, значение угла θ всегда больше нуля $(\theta > 0)$.

15.14. ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫЙ МОМЕНТ И УГЛОВАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Электрическая мощность трехфазного синхронного двигателя определяется подобно мощности трехфазного синхронного генератора (15.9) и равна:

$$P = 3UI\cos\varphi = 3E_0I\cos\varphi_0 = 3E_0I\cos(\varphi - \theta), \qquad (15.17)$$

где для синхронного двигателя $\theta > 0$.

Преобразуя (15.17) аналогично (15.9) и учитывая, что $\theta > 0$, получим выражение для электромагнитного момента синхронного двигателя, совпадающее с выражением электромагнитного момента синхронного генератора (15.11):

$$M_{эм} = \frac{3p}{2\pi f}E_0U\frac{\sin\theta}{x}. \qquad (15.18)$$

Так как механическая мощность синхронного двигателя равна $P_{мех} = P = M_{эм}\omega_р$, то, учитывая (15.18), получим:

$$P_{мех} = P = 3UI\cos\varphi = 3E_0U\frac{\sin\theta}{x}. \qquad (15.19)$$

Напряжение U и частота f в электрической системе большой мощности являются постоянными величинами.

Учитывая это обстоятельство, можно сделать вывод, что значения электромагнитного момента $M_{эм}$ и мощности P синхронного двигателя, подключенного к такой системе, при постоянном токе возбуждения $I_в = \text{const}$ зависят только от угла θ. Такие зависимости $M_{эм}(\theta)$ и $P(\theta)$ называются *угловыми характеристиками* синхронного двигателя и имеют вид, аналогичный угловым характеристикам синхронного генератора (см. рис. 15.10).

Угловые характеристики позволяют анализировать процессы, происходящие в синхронном двигателе при изменении нагрузки.

При увеличении тормозного момента на валу синхронного двигателя

$$M_{тор2} > M_{тор1} = M_{эм1}$$

ротор машины замедляет частоту своего вращения и значения угла θ и электромагнитного момента $M_{эм}$ начинают возрастать. Равновесие тормозного и электромагнит-

ного моментов восстановится ($M_{\text{тор}2} = M_{\text{эм}2}$) через некоторый промежуток времени при новом значении угла $\theta_2 > \theta_1$.

Для того, чтобы сохранить запас устойчивости $\pi/2 - \theta$ при возросшем тормозном моменте, необходимо увеличить ток возбуждения.

15.15. U-ОБРАЗНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Значение тока возбуждения влияет не только на запас устойчивости синхронного двигателя, но и на его реактивный ток. Чтобы проанализировать эту зависимость, воспользуемся векторной диаграммой фазы синхронного двигателя, подключенного к системе большой мощности (U = const), приведенной на рис. 15.16. При постоянном тормозном моменте на валу синхронного двигателя $M_{\text{тор}} = M_{\text{эм}}$ его мощность $P = M_{\text{эм}}\omega_{\text{р}}$ постоянна, следовательно, из (15.18) и (15.19) значения произведений сомножителей

$$E_0 \sin\theta = \omega\Psi_0 \sin\theta = \text{const}$$

и

$$I\cos\varphi = I_{\text{а}} = \text{const}$$

всегда постоянны и не зависят от тока возбуждения. На рис. 15.17 приведена совокупность векторных диаграмм фазы синхронного двигателя с постоянным тормоз-

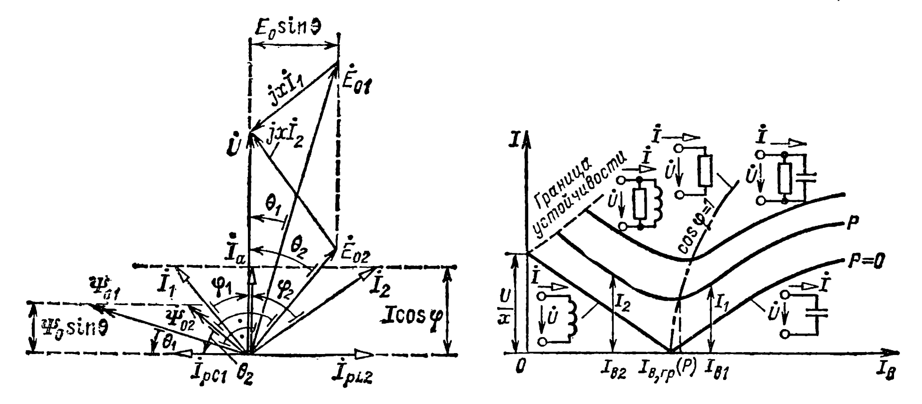


Рис. 15.17. Рис. 15.18.

ным моментом $M_{\text{тор}}$ = const при различных токах возбуждения $I_{\text{в}}$ = var. При уменьшении тока возбуждения $I_{\text{в}}$ (потокосцепления возбуждения Ψ_0) угол θ возрастает до тех пор, пока синхронный двигатель не потеряет устойчивость.

Из векторных диаграмм следует, что значение и характер тока статора синхронного двигателя $\dot{I} = \dot{I}_{\text{а}} + \dot{I}_{\text{р}}$ зависят от тока возбуждения $I_{\text{в}}$. При токах возбуждения, меньших (бо́льших) некоторого граничного значения

$$I_{\text{в}} < I_{\text{в, гр}}(P)\ (I_{\text{в}} > I_{\text{в, гр}}),$$

ток статора I имеет индуктивную $I_{\text{р}L}$ (емкостную $I_{\text{р}C}$) реактивную составляющую $\varphi > 0$ ($\varphi < 0$). Следовательно, при недовозбуждении (перевозбуждении) реактивная мощность синхронного двигателя имеет индуктивный $Q_L = 3UI_{\text{р}L}$ (емкостный $Q_C = 3UI_{\text{р}C}$) характер.

В соответствии с этим фазу синхронного двигателя, подключенного к электрической системе большой мощности, можно представить в виде эквивалентной схемы замещения, состоящей из параллельного соединения эквивалентного резистивного элемента, сопротивление которого зависит от тормозного момента $r = U/I_{\text{а}} = F(M_{\text{тор}})$, и эквивалентного индуктивного (емкостного) элемента, индуктивность (емкость)

которого зависит от тормозного момента и тока возбуждения:

$$L = U/\omega I_{pL} = F(I_в, M_{тор})$$
$$(C = I_{pC}/\omega U = F(I_в, M_{тор})).$$

Если тормозной момент двигателя равен нулю ($M_{тор} = 0$), то в эквивалентной схеме замещения фазы синхронного двигателя, подключенного к системе большой мощности, резистивный элемент отсутствует, а значение параметра индуктивного (емкостного) элемента зависит только от тока возбуждения.

Зависимость тока статора, подключенного к системе большой мощности ($U =$ const), от тока возбуждения $I(I_в)$ при постоянном тормозном моменте на валу $M_{тор} =$ const называется *U-образной характеристикой* синхронного двигателя (рис. 15.18).

Если на валу двигателя нет тормозного момента ($M_{тор} = 0$), то, пренебрегая всеми видами потерь, можно считать ток статора синхронного двигателя только реактивным (рис. 15.18, $P = 0$):

$$\dot{I} = \dot{I}_p = \frac{-\dot{E}_0 + \dot{U}}{jx} = \frac{\dot{U} + j\omega\dot{\Psi}_0}{jx} = F(I_в).$$

15.16. РЕГУЛИРОВАНИЕ АКТИВНОЙ И РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТЕЙ СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Изменение *активной мощности синхронного двигателя* $P_{мех} = P = 3UI_a = \omega_p M_{тор}$, подключенного к системе большой мощности ($U =$ const), происходит при изменении значения тормозного момента на валу ($M_{тор} =$ var). При увеличении тормозного момента мощность синхронного двигателя возрастает, одновременно увеличивается и угол θ, что понижает запас устойчивости двигателя $\pi/2 - \theta$. Для того чтобы синхронный двигатель не терял запаса устойчивости при увеличении активной мощности, необходимо одновременно увеличивать ток возбуждения. Синхронные двигатели большой мощности снабжены специальной регулирующей аппаратурой, с помощью которой при изменении активной мощности двигателя обеспечивается требуемый уровень запаса устойчивости.

Реактивная мощность синхронного двигателя $Q = 3UI\sin\varphi$, подключенного к системе большой мощности ($U =$ const), при постоянной активной мощности P регулируется изменением тока возбуждения $I_в$.

При токе возбуждения $I_в < I_{в,гр}(P)$ ($I_в > I_{в,гр}$) реактивная мощность двигателя имеет индуктивный характер $Q = 3UI_{pL}$ (емкостный характер $Q_C = 3UI_{pC}$).

Обычно режим возбуждения синхронного двигателя соответствует емкостной реактивной мощности, что позволяет компенсировать индуктивную реактивную мощность асинхронных двигателей и этим разгрузить электрическую систему от реактивного тока.

Практический интерес представляет использование синхронного двигателя в режиме регулируемого емкостного элемента (рис. 15.18, $P = 0$) — *синхронного компенсатора*. Синхронные компенсаторы позволяют улучшить коэффициент мощности $\cos\varphi$ электрической системы (см. § 2.20).

15.17. ПУСК СИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Результирующий момент синхронного двигателя, возникающий в результате взаимодействия магнитного поля статора с неподвижным возбужденным ротором, при пуске двигателя, близок к нулю. Поэтому ротор двигателя необходимо раскручивать тем или иным способом до частоты вращения, близкой к синхронной. В недалеком прошлом для раскручивания ненагруженного синхронного двигателя применялся специальный разгонный асинхронный двигатель небольшой мощности и синхронный двигатель синхронизировался с сетью, как генератор при включении на параллельную работу. Сложность пуска в ход была существенным недостатком синхронных двигателей, препятствовавшим их распространению. В настоящее время все эти трудности отпали благодаря применению очень простого *асинхронного пуска синхрон-*

ного двигателя. Чтобы приспособить двигатель к такому пуску при явнополюсном роторе, в полюсные наконечники закладывается пусковая короткозамкнутая обмотка из медных или латунных стержней. Она напоминает беличье колесо асинхронной машины, но занимает лишь часть окружности ротора. В конструкции завода «Электросила» специальной короткозамкнутой обмотки на роторе двигателя нет, а ее роль выполняют сам массивный сердечник ротора и металлические клинья, заложенные в пазы ротора, а также бандажи, не имеющие с сердечником ротора электрического соединения.

Пуск двигателя в ход состоит из двух этапов: первый этап — асинхронный набор частоты вращения при отсутствии возбуждения постоянным током и второй этап — втягивание в синхронизм после включения постоянного тока возбуждения. Во время первого этапа асинхронного пуска обмотка возбуждения отключается от источника постоянного тока и замыкается на резистор с сопротивлением $r_{\text{пуск}}$ (рис. 15.19), превышающим активное сопротивление обмотки возбуждения в 8—10 раз. Не следует оставлять обмотку возбуждения разомкнутой, так как вращающееся поле может индуктировать в ней весьма значительную ЭДС, опасную для целостности изоляции. Но не целесообразно было бы замыкать эту обмотку накоротко, так как в ней возникает значительный однофазный ток, который будет тормозить ротор по достижении им половины синхронной частоты вращения. В большинстве случаев синхронные двигатели устанавливаются значительной мощности, поэтому для уменьшения пусковых токов часто применяется понижение напряжения при пуске включения двигателя через пусковой автотрансформатор или через индуктивную катушку. Для пуска сначала нужно замкнуть выключатель *2*, посредством которого три фазные обмотки автотрансформатора *АТ* соединяются по схеме звезда. Чтобы подключить к входным зажимам автотрансформатора напряжение сети, следует замкнуть выключатель *1*. Таким образом между выводами обмоток статора синхронного двигателя *СД* подаются пониженные автотрансформатором линейные напряжения трехфазной системы. Ротор двигателя приходит во вращение, как короткозамкнутый ротор асинхронного двигателя. Когда скольжение ротора будет достаточно мало, следует разомкнуть выключатель *2*, благодаря чему напряжение на двигателе несколько повысится, так как теперь лишь часть каждой из фазных обмоток автотрансформатора играет роль индуктивной катушки, включенной последовательно с фазной обмоткой двигателя и несколько ограничивающей своим сопротивлением пусковой ток. Следующая операция пуска заключается во включении двигателя на полное напряжение сети посредством замыкания выключателя *3*. Но пока не включен постоянный ток, ротор вращается асинхронно. Пуск заканчивается включением постоянного тока возбуждения посредством переключателя *4*. Под действием электромагнитных сил двигатель достигает синхронной частоты вращения и развивает требуемый вращающий момент. При таком пуске не нужны операции по синхронизации двигателя с сетью и операции пуска могут быть автоматизированы.

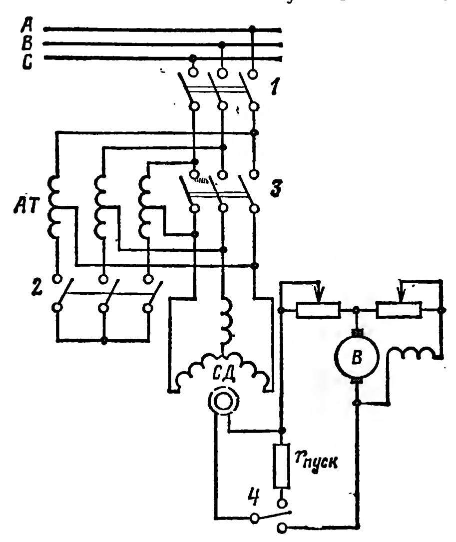


Рис. 15.19.

15.18. СИНХРОННЫЕ ДВИГАТЕЛИ МАЛОЙ МОЩНОСТИ

Свойство рассмотренных выше синхронных двигателей сохранять неизменной частоту вращения при изменении тормозного момента на валу достигается усложнением устройства ротора, к обмотке которого подключается через скользящие контакты специальный источник постоянного тока.

В синхронных двигателях малой мощности роль вращающегося постоянного электромагнита выполняет постоянный магнит, изготовленный из магнитно-твердого материала и укрепленный на оси ротора. В таком двигателе отпадает необходимость в дополнительном источнике постоянного тока. Пуск такого двигателя в ход осуществляется обычно непосредственным подключением его фазных обмоток статора к электрической системе. Для возникновения асинхронного момента при пуске двигателя в парах полюсов постоянного магнита располагаются стержни короткозамкнутой обмотки.

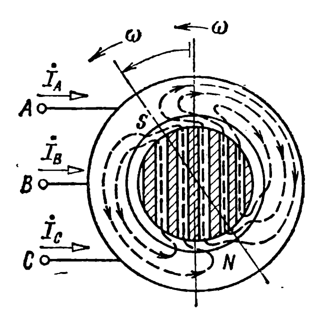


Рис. 15.20.

Другой разновидностью синхронных двигателей малой мощности являются так называемые *синхронные реактивные двигатели*. Особенность этих двигателей заключается в том, что их ротор имеет магнитную анизотропию, т. е. различное магнитное сопротивление в различных радиальных направлениях. На рис. 15.20 приведен поперечный разрез конструкции двухполюсного анизотропного ротора, представляющего собой набор пакетов из листовой электротехнической стали, разделенных слоем алюминия (заштрихованная часть). При синхронной частоте вращения ротора преимущественное направление легкого намагничивания пакетов листовой электротехнической стали определяет форму магнитных линий поля токов статора. Искривление магнитных линий поля токов статора при наличии тормозного момента на валу двигателя создает уравновешивающий его вращающий момент.

Общим недостатком синхронных двигателей малой мощности является отсутствие возможности регулировать его реактивную мощность и запас устойчивости.

ГЛАВА ШЕСТНАДЦАТАЯ

ЭЛЕКТРОПРИВОД

16.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Электроприводом называется электромеханическая система, состоящая из электродвигателя (или нескольких электродвигателей), передаточного механизма к рабочей машине и всей аппаратуры для управления электродвигателем.

Здесь рассматриваются только общие вопросы, относящиеся к выбору электродвигателя для привода рабочей машины.

До появления электропривода первичным двигателем в крупной промышленности была паровая машина, она работала через ременную или канатную передачу на общую трансмиссию, соединенную ременными передачами с группой станков. Сначала принцип *группового привода* был сохранен, когда электродвигатель заменил у трансмиссии паровую машину. Но механическая передача от первичного двигателя к станку через трансмиссию, а затем через большее или меньшее число последовательно включенных канатных, ременных, зубчатых и других передач неизбежно связана со значительными потерями энергии в передающих устройствах (часто больше 50 %). Кроме того, подобные устройства занимают много места. Эти недостатки группового привода устраняются при переходе к *одиночному*

приводу, при котором электродвигатель работает только на один станок и соединяется с ним по возможности непосредственно. В СССР примерно к 1930 г. одиночный привод сменил групповой. Это усовершенствование привода было одним из результатов реконструкции промышленности в ходе индустриализации страны [1].

Следующим шагом в общем усовершенствовании привода явилось уменьшение потерь при передаче энергии внутри самой машины-орудия. При наличии только одного электродвигателя в ряде случаев необходимы специальные устройства (зубчатые и ременные передачи,

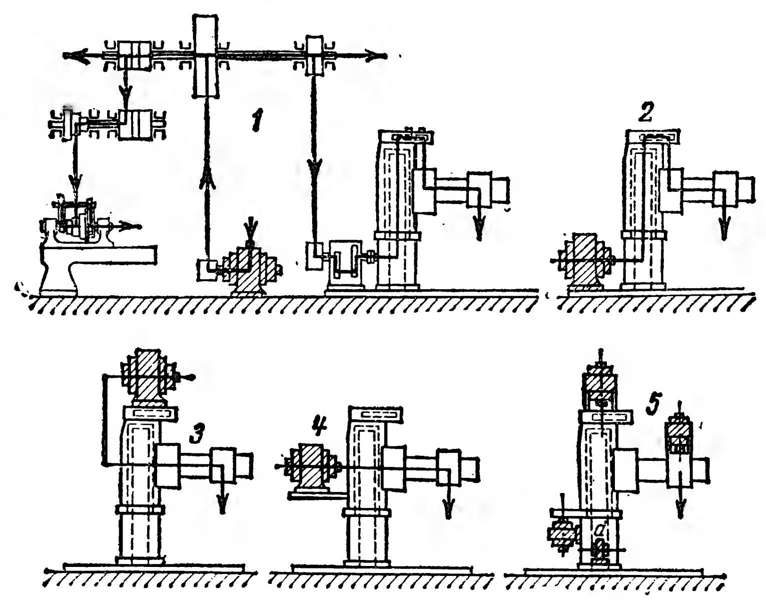


Рис. 16.1.

эксцентрики и т. п.) для передачи энергии внутри рабочей машины. Естественным развитием электропривода было устранение механического звена — переход к многодвигательному приводу одной рабочей машины. В подобном устройстве отдельные рабочие органы машины имеют индивидуальный привод. Применение электродвигателя с изменяемой частотой вращения решает задачу регулирования скорости движения данного рабочего органа машины. Это дает возможность отказаться от соответствующих сложных механических устройств (коробок скоростей и т. п.). Непосредственное соединение электродвигателя с рабочим органом машины делает целесообразным взаимное приспособление того и другого, в результате чего в ряде современных машин электрическое и механическое оборудование настолько объединено, что затруднительно указать границы каждого из них.

[1] По коэффициенту электрификации (отношению установленной мощности электродвигателей к общей установленной мощности двигателей всех видов) СССР с 1938 г. стоит на первом месте в мире.

В качестве примера постепенного приближения электродвигателя к рабочим органам машины-орудия на рис. 16.1 показан схематически переход от группового привода *1* через постепенно совершенствуемый одиночный привод *2—4* к многодвигательному приводу *5* рабочих органов радиально-сверлильного станка.

Применение электропривода позволяет также заменить механическое управление работой машины-орудия посредством сцепных муфт, фрикционов, приводных ремней и т. п. электрическим управлением. Этот процесс усовершенствования привода продолжается и в наши дни. Электрическое управление рабочей машиной требует изменения не только ее конструкции, но и эксплуатации. Появляется возможность, быстро выполняя необходимое регулирование, ускорить рабочие циклы, а следовательно, резко повысить темпы работы и производительность машин. Вместе с тем быстрое чередование рабочих операций в ряде случаев делает необходимым освобождение человека от труда по контролю и управлению периодически повторяющимися рабочими циклами машины-орудия.

Автоматизация электропривода применяется как в сложных, так и в простых приводах, для управления как многочисленными электродвигателями блюминга (прокатного обжимного стана) общей мощностью порядка нескольких тысяч киловатт, так и простейшим короткозамкнутым асинхронным двигателем мощностью меньше 1 кВт. В последнем случае автоматически производятся лишь простейшие операции — пуск двигателя в ход и его остановка; в других случаях автоматически выполняются весьма сложные производственные процессы — осуществление определенной последовательности операций или работа по шаблону; автоматически действующая защита от перегрузок и повреждений и т. д. Автоматизация необходима для управления мощными механизмами; для сложных приводов, требующих быстрой и частой регулировки частоты вращения двигателей; для привода с частым пуском двигателя в ход (например, у блюминга пуск в ход ряда механизмов повторяется до 2000 раз в час).

Автоматические линии машин представляют собой дальнейшее развитие автоматики в промышленном производстве. Это — группа машин, выполняющих последовательно одна за другой цикл операций по обработке изделий, причем эти изделия автоматически перемещаются от одной машины к другой. Рабочий, обслуживающий автоматическую линию, выполняет роль командира группы машин, и, таким образом, в производстве исчезают существенные различия между физическим и умственным трудом, что характерно для будущего коммунистического общества.

16.2. УРАВНЕНИЕ ДВИЖЕНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Для проектирования электропривода необходимо знать кинематику и эксплуатационные условия рабочей машины. Нагрузка на валу электродвигателя слагается из *статической и динамической нагрузок.* Первая обусловливается полезными и вредными сопротивлениями движению (от сил трения, резания, веса и т. п.); вторая возникает при

изменениях кинетической энергии в системе привода вследствие изменения скорости движения тех или иных частей устройства. В соответствии с этим момент, развиваемый двигателем,

$$M_{дв} = M_{ст} + M_{дин} = M_{ст} + J\,d\omega/dt. \qquad (16.1)$$

В этом выражении $M_{ст}$ — статический момент, обусловленный силами полезных и вредных сопротивлений. Он может не зависеть от частоты вращения (рис. 16.2, прямая *1*), если создается трением, силами сопротивления при резании металла и т. п., или может в какой-то степени зависеть от частоты вращения. Например у центробежного насоса, питающего систему с постоянным напором, статический момент складывается из постоянной составляющей и составляющей, пропорциональной квадрату частоты вращения (рис. 16.2, кривая *2*). Момент может зависеть от скорости линейно (*3*) и нелинейно (*4*).

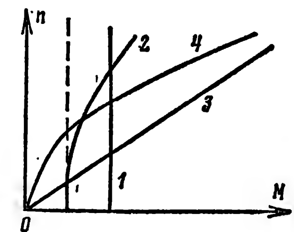


Рис. 16.2.

Входящая в уравнение моментов (16.1) величина

$$M_{дин} = J\,d\omega/dt$$

называется *динамическим моментом*. Этот момент может быть как положительным, так и отрицательным.

Величина J, которой $M_{дин}$ пропорционален, называется *моментом инерции*. Это — взятая для всего тела сумма произведений масс m_k отдельных частиц тела на квадрат расстояния R_k соответствующей частицы от оси вращения:

$$J = \sum_{k=1}^{n} m_k R_k^2. \qquad (16.2)$$

Обычно момент инерции удобно выразить как произведение массы тела на квадрат *радиуса инерции* $R_{ин}$, т. е.

$$J = \sum_{k=1}^{n} m_k R_k^2 = m R_{ин}^2, \qquad (16.3)$$

где $R_{ин}$ — расстояние от оси вращения, на котором нужно сосредоточить в одной точке всю массу тела, чтобы получить момент инерции, равный фактическому при распределенной массе. Радиусы инерции простейших тел указываются в справочных таблицах.

Вместо момента инерции в расчетах приводов применялось понятие махового момента — величины, связанной с моментом инерции простым соотношением:

$$J = GD^2/4g, \qquad (16.4)$$

где G — вес тела; $D = 2R_{ин}$ — диаметр инерции; g — ускорение силы тяжести; GD^2 — маховой момент.

Моменты инерции роторов и якорей электродвигателей обычно указываются в каталогах. Желательно, чтобы приводной электро-

двигатель был соединен с рабочим органом рабочей машины (например, с резцом) непосредственно, без каких-либо промежуточных зубчатых или ременных передач. Однако в большом числе случаев это неосуществимо из-за того, что рабочий орган должен иметь относительно небольшую частоту вращения (50—300 об/мин) при высокоскоростном электродвигателе. Изготовлять специальный тихоходный электродвигатель невыгодно. Он будет иметь слишком большие габариты и массу. Рациональнее с тихоходным приводом соединить через редуктор нормальный электродвигатель (750—3000 об/мин).

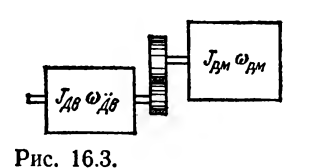


Рис. 16.3.

Но при расчетах сложной системы привода с вращательными или поступательными движениями и различными скоростями отдельных ее элементов целесообразно заменить ее *приведенной системой* — упрощенной системой, состоящей из одного элемента, вращающегося с частотой электродвигателя. При переходе к приведенной системе от действительной моменты в системе пересчитываются таким образом, чтобы остались неизменными энергетические условия.

Например, двигатель, угловая скорость вала которого $\omega_{дв}$, соединен через одноступенчатую зубчатую передачу с рабочей машиной (рис. 16.3), угловая скорость которой $\omega_{р,м}$. Если пренебречь потерями в передаче (они учитываются в приведенной системе), то из условия неизменности мощности следует:

$$M_{ст}\omega_{дв} = M_{р,м}\omega_{р,м}$$

или

$$M_{ст} = M_{р,м}\omega_{р,м}/\omega_{дв} = M_{р,м}/k_{пер}, \tag{16.5}$$

где $M_{ст}$ — искомый статический момент рабочей машины, приведенный к валу двигателя (т. е. угловой скорости вала двигателя); $M_{р,м}$ — действительный статический момент рабочей машины на ее валу; $k_{пер} = \omega_{дв}/\omega_{р,м}$ — передаточное число от двигателя к рабочей машине.

Если рабочий орган под действием силы $F_{р,м}$ выполняет не вращательные, а поступательные движения со скоростью $v_{р,м}$, то на основании неизменности мощности

$$M_{ст}\omega_{дв} = F_{р,м}v_{р,м}$$

и, следовательно, искомый приведенный статический момент

$$M_{ст} = F_{р,м}v_{р,м}/\omega_{дв}. \tag{16.6}$$

В приведенной системе должны быть представлены и приведенные моменты инерции.

Приведенный момент инерции системы есть момент инерции системы, состоящей только из элементов, вращающихся с частотой вращения вала двигателя $\omega_{дв}$, но обладающих запасом кинетической энергии, равным запасу кинетической энергии действительной системы. Из условия неизменности кинетической энергии следует, что для системы, состоящей из соединенных через одну зубчатую передачу дви-

гателя и вращающейся с угловой скоростью $\omega_{р,м}$ рабочей машины, обладающей моментом инерции $J_{р,м}$,

$$J_{пр}\omega_{дв}^2/2 = J_{дв}\omega_{дв}^2/2 + J_{р,м}\omega_{р,м}^2/2 \qquad (16.7)$$

или искомый приведенный момент инерции системы

$$J_{пр} = J_{дв} + J_{р,м}(\omega_{р,м}/\omega_{дв})^2 = J_{дв} + J_{р,м}/k_{пер}^2. \qquad (16.8)$$

Таким образом, для сложного привода в уравнениях (16.1) и (16.4) подразумеваются приведенные значения статических моментов инерции. Если известен момент M, выраженный в Н·м, и частота вращения n, об/мин, то соответствующая мощность P, кВт,

$$P = Mn/9550, \qquad (16.9)$$

где коэффициент $9550 = 60\cdot10^3/2\pi$ не имеет размерности.

16.3. ОСНОВНЫЕ РЕЖИМЫ РАБОТЫ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ

Длительность работы и ее характер определяют рабочий режим привода. Для электропривода принято различать три основных режима работы: продолжительный, кратковременный и повторно-кратковременный.

Продолжительный режим (согласно ГОСТ 183-74) — это режим работы такой длительности, при которой за время работы двигателя температура всех устройств электропривода достигает установившегося значения (рис. 16.4, *а*).

В качестве примеров механизмов с длительным режимом работы можно назвать центробежные насосы насосных станций, вентиляторы, компрессоры, конвейеры непрерывного транспорта, дымососы, бумагоделательные машины, машины для отделки тканей и т. д.

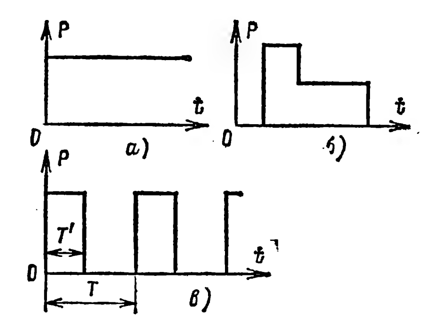


Рис. 16.4.

При *кратковременном режиме* рабочий период относительно краток (рис. 16.4, *б*) и температура двигателя не успевает достигнуть установившегося значения. Перерыв же в работе исполнительного механизма достаточно велик для того, чтобы двигатель успевал охладиться практически до температуры окружающей среды. Такой режим работы характерен для самых различных механизмов кратковременного действия: шлюзов, разводных мостов, подъемных шасси самолетов и многих других.

При *повторно-кратковременном режиме* (рис. 16.4, *в*) периоды работы чередуются с паузами (остановка или холостой ход), причем ни в один из периодов работы температура двигателя не достигает установившегося значения, а во время снятия нагрузки двигатель не успевает охладиться до температуры окружающей среды.

Характерной величиной для повторно-кратковременного режима является отношение рабочей части периода T' ко всему периоду T. Эта величина именуется относительной продолжительностью работы (ПР %) или относительной продолжительностью включения (ПВ %). Примерами механизмов с повторно-кратковременным режимом работы могут служить краны, ряд металлургических станков, прокатные станы, буровые станки в нефтяной промышленности и т. д.

В соответствии с основными видами режимов работы электропривода различно определяется и номинальная мощность электродвигателя. Условия нагревания и охлаждения двигателя при повторно-кратковременном режиме существенно отличаются от условий работы в продолжительном режиме.

Например, условия охлаждения обмотки возбуждения двигателя постоянного тока параллельного возбуждения практически остаются неизменными и при остановке двигателя, а условия охлаждения якоря при остановке сильно ухудшаются. По этой причине двигатель постоянного тока, рассчитанный для продолжительного режима на неизменные условия охлаждения, при повторно-кратковременном режиме будет использоваться нерационально; при предельно допустимом нагреве обмотки якоря и коллектора обмотка возбуждения будет нагреваться значительно ниже допустимой температуры.

Следовательно, целесообразно для повторно-кратковременного режима изготовлять двигатели специальных типов. Руководствуясь этим, электротехническая промышленность изготовляет крановые электродвигатели, рассчитанные на три различных номинальных режима: продолжительный, кратковременный и повторно-кратковременный. Соответствующее указание делается на табличке электродвигателя; под его *номинальной мощностью* следует понимать полезную механическую мощность на валу в течение времени, соответствующего его номинальному режиму, т. е. продолжительно, кратковременно или же повторно-кратковременно при определенной продолжительности включения.

В течение весьма короткого промежутка времени двигатель может развивать мощность значительно бо́льшую, чем номинальная. *Мгновенная перегрузочная мощность* двигателя — это наибольшая мощность на валу в течение весьма малого промежутка времени, развиваемая двигателем без каких-либо повреждений. Такая мощность определяется в большинстве случаев электрическими свойствами двигателя (максимальным моментом у асинхронных двигателей или условиями коммутации у двигателей постоянного тока), а иногда и механической конструкцией двигателя. Мгновенные перегрузочные свойства электродвигателя обычно характеризуются *коэффициентом перегрузки по моменту* $\lambda_{мом}$, т. е. отношением максимального кратковременно допустимого перегрузочного момента к номинальному: $\lambda_{мом} = M_{max}/M_{ном}$. Для большинства электродвигателей $\lambda_{мом} \approx 2$ (у специальных электродвигателей $\lambda_{мом} = 3 \div 4$).

Часто по условиям работы привода важна перегружаемость электродвигателя не мгновенная, а на определенный, относительно короткий промежуток времени. В соответствии с этим требованием

указывается *кратковременная перегрузочная мощность* двигателя (временная мощность) — мощность, развиваемая двигателем в течение определенного ограниченного промежутка времени (5, 10, 15, 30 мин и т. д.), после чего двигатель должен быть отключен на столько времени, чтобы он успел охладиться до температуры окружающей среды. Для одного и того же двигателя соотношения между его продолжительной, перегрузочной и кратковременной перегрузочной мощностями зависят от электрической характеристики и конструкции двигателя.

16.4. ВЫБОР МОЩНОСТИ ДВИГАТЕЛЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Правильный выбор мощности электродвигателя для привода должен удовлетворять требованиям экономичности, производительности и надежности рабочей машины. Установка двигателя большей мощности, чем это необходимо по условиям привода, вызывает излишние потери энергии при работе машины, обусловливает дополнительные капитальные вложения и увеличение габаритов двигателя. Установка двигателя недостаточной мощности снижает производительность рабочей машины и делает ее работу ненадежной, а сам электродвигатель в подобных условиях легко может быть поврежден.

Двигатель должен быть выбран так, чтобы его мощность использовалась возможно полнее. Во время работы двигатель должен нагреваться примерно до предельно допустимой температуры, но не выше ее. Кроме того, двигатель должен нормально работать при возможных временных перегрузках и развивать пусковой момент, требуемый данной рабочей машиной. В соответствии с этим мощность двигателя выбирается в большинстве случаев на основании условий нагревания (выбор мощности по нагреву), а затем производится проверка соответствия перегрузочной способности двигателя условиям пуска машины и временным перегрузкам. Иногда (при большой кратковременной перегрузке) приходится выбирать двигатель, исходя из требуемой максимальной мощности. В подобных условиях длительная мощность двигателя часто полностью не используется.

Выбор мощности двигателя для привода с продолжительным режимом работы при постоянной или мало изменяющейся нагрузке на валу является простым. В этих условиях мощность двигателя должна быть равна мощности нагрузки, а проверки на нагрев и перегрузку во время работы не нужны. Однако необходимо проверить, достаточен ли пусковой момент двигателя для пусковых условий данной машины.

Мощность продолжительной нагрузки ряда хорошо изученных механизмов определяется на основании проверенных практикой теоретических расчетов.

Например, мощность двигателя (P, кВт) для вентилятора

$$P = V\,\Delta p/1000\eta_{\text{вен}}\eta_{\text{пер}},$$

где V — количество нагнетаемого или всасываемого воздуха, м^3/с; Δp — перепад, Па; $\eta_{\text{вен}}$ — КПД вентилятора (у крыльчатых вентиляторов 0,2—0,35, у центробежных — до 0,8); $\eta_{\text{пер}}$ — КПД передачи от двигателя к вентилятору.

В приведенной формуле произведение $V \Delta p$ представляет собой полезную мощность вентилятора, а 1000 — коэффициент для перевода мощности в киловатты.

Во многих случаях для расчета мощности двигателя приводов для продолжительного режима используются эмпирические формулы, проверенные длительной практикой.

Для малоизученных приводов продолжительной нагрузки мощность двигателя часто определяется на основании удельного расхода энергии при выпуске продукции или экспериментально путем испытания привода.

Выбор мощности двигателя при кратковременном и повторно-кратковременном режимах работы. При кратковременном, повторно-кратковременном и продолжительном с переменной нагрузкой режимах важно знать закон изменения во времени превышения температуры ϑ двигателя над температурой окружающей среды. Электрическая машина с точки зрения нагревания представляет собой весьма сложное тело. Тем не менее при расчетах, не требующих большой точности, можно считать электрическую машину однородным телом.

Это дает возможность применить к ней упрощенное уравнение нагревания

$$Q_0\, dt = C\, d\vartheta + H\vartheta\, dt, \qquad (16.10)$$

где C — теплоемкость машины; H — ее теплоотдача; Q_0 — теплота, выделяющаяся в машине в единицу времени.

Далее, при $t \to \infty$ $Q_0\, dt = H\vartheta_{max}\, dt$ и $\vartheta_{max} = Q_0/H$, на основании чего

$$\vartheta_{max}\, dt = \frac{C}{H}\, d\vartheta + \vartheta\, dt.$$

Решая это уравнение методом разделения переменных, получаем:

$$Ae^{-t/\tau} = \vartheta_{max} - \vartheta,$$

где $\tau = C/H$ — постоянная времени нагрева машины, определяемая экспериментально.

При $t = 0$ начальное превышение температуры $\vartheta = \vartheta_0$, на основании чего постоянная $A = \vartheta_{max} - \vartheta_0$, а закон нарастания превышения температуры машины будет иметь вид:

$$\vartheta = \vartheta_{max} - (\vartheta_{max} - \vartheta_0)\, e^{-t/\tau}. \qquad (16.11)$$

Таким образом, в данном случае, как и при $\vartheta_0 = 0$, превышение температуры возрастает по показательному закону, стремясь к значению ϑ_{max}. Значение начального превышения температуры лишь изменяет скорость изменения температуры, не изменяя характера процесса (рис. 16.5).

При различных значениях продолжительной нагрузки одной и той же машины графики $\vartheta\,(t)$ будут отличаться лишь ординатами (рис. 16.6). Наибольшее допустимое для данной машины превышение температуры равно $\vartheta_{ном}$. Прямая, параллельная оси абсцисс, $\vartheta = \vartheta_{мом}$, пересекает в различных точках кривые $\vartheta\,(t)$, соответствующие различным значениям нагрузки электродвигателя.

Абсцисса точки пересечения определяет тот промежуток времени t_k, в течение которого мощность двигателя может быть временно равна мощности P_k, представляющей собой перегрузку по отношению к его номинальной мощности в продолжительном режиме. График нагревания, асимптотически приближающийся к $\vartheta_{ном}$, соответствует номинальной мощности двигателя $P_{ном}$. При нагрузках, меньших $P_{ном}$, мощность двигателя полностью не используется. Однако если двигатель загружается до номинальной мощности только на относительно короткое время, то по существу он тоже используется не полностью. Целесообразно его кратковременно перегрузить, и чем меньше продолжительность работы, тем больше должна быть эта перегрузка. Предел повышения нагрузки двигателя по мере уменьшения продолжительности включения определяется мгновенной перегрузочной мощностью двигателя, зависящей от его электрических свойств (максимального момента у асинхронного двигателя, условий коммутации у машин постоянного тока и т. п.).

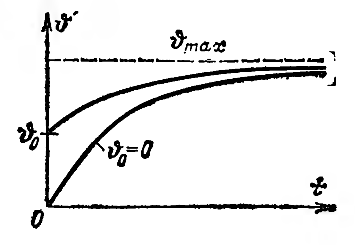


Рис. 16.5.

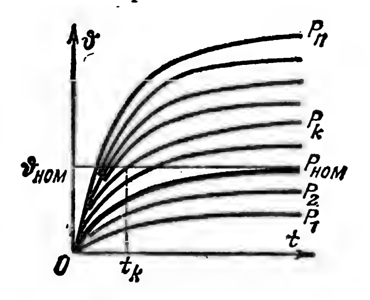


Рис. 16.6.

При повторно-кратковременном режиме двигатель попеременно то нагревается, то охлаждается. Изменение его температуры в течение времени каждого цикла зависит при этом от предыдущего теплового состояния.

График зависимости нагревания и охлаждения машины от времени в подобных условиях показан на рис. 16.7. Конечное превышение температуры каждой данной части цикла является начальным превышением температуры для последующей части цикла. Если во время той или иной части цикла наступает значительное изменение условий охлаждения (остановка двигателя или заметное изменение частоты вращения), то это изменяет $\tau = C/H$ — постоянную времени нагрева двигателя, что должно быть учтено при построении графиков.

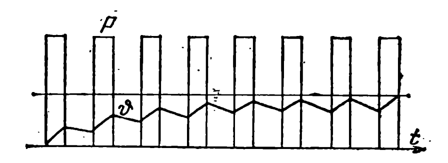


Рис. 16.7.

Определение мощности двигателя по условиям нагревания посредством построения графиков нагревания (или соответствующим аналитическим методом) требует значительной затраты времени и не дает точных результатов. Здесь эти построения приведены лишь, чтобы наглядно показать картину изменения нагрева двигателя при переменной нагрузке. В большинстве случаев для такого выбора мощности

двигателя применяются более простые методы, в частности эквивалентного тока.

В основу *метода эквивалентного тока* положено допущение, что при переменной нагрузке двигателя его средние потери должны быть равны потерям при продолжительной (номинальной) нагрузке. Как известно, мощность потерь двигателя складывается из постоянных $P_{пост}$ и переменных $P_{пер}$ мощностей. Мощность постоянных потерь равна сумме мощности потерь на трение, в магнитопроводе (у асинхронных двигателей и двигателей постоянного тока с параллельным возбуждением), на возбуждение у синхронных двигателей и двигателей с параллельным возбуждением. Мощность переменных потерь можно считать пропорциональной квадрату рабочего тока I двигателя и сопротивлению соответствующей обмотки r, причем приближенно можно считать последнее постоянным. Если ток изменяется за соответствующие промежутки времени, то за все рабочее время $\Sigma t = T$ суммарные потери энергии в двигателе будут:

$$(P_{пост}+rI_1^2)t_1+(P_{пост}+rI_2^2)t_2+\dots$$
$$\dots+(P_{пост}+rI_k^2)t_k+\dots+(P_{пост}+rI_n^2)t_n.$$

При эквивалентной неизменной нагрузке током $I_{эк}$ за то же время T потери энергии в двигателе должны быть равны:

$$(P_{пост}+rI_{эк}^2)T.$$

Нагревание двигателя, обусловленное потерями, в обоих случаях должно быть одинаковым. На этом основании определяем *эквивалентный ток*:

$$I_{эк}=\sqrt{\frac{I_1^2t_1+I_2^2t_2+\dots+I_k^2t_k+\dots+I_n^2t_n}{t_1+t_2+\dots+t_k+\dots+t_n}}. \qquad (16.12)$$

Зная эквивалентный ток, номинальное напряжение и номинальный коэффициент мощности, можно определить номинальную мощность двигателя:

$$P_{ном}\geqslant U_{ном}I_{эк}\cos\varphi_{ном}.$$

Метод эквивалентного тока можно применять лишь при условии постоянства мощности потерь в магнитопроводе и на трение, а также сопротивлений обмоток в течение всего рабочего времени. Такому условию, например, не удовлетворяет двигатель с последовательным возбуждением, у которого при изменениях нагрузки сильно изменяются поток и частота вращения (следовательно, мощность потерь в стали магнитопровода и на трение).

В ряде случаев условия нагрузки определяют непосредственно момент, требуемый от двигателя, а не ток. В этих случаях можно пользоваться *методом эквивалентного момента*: у всех электродвигателей вращающий момент пропорционален произведению тока и потока. У двигателей переменного тока можно приближенно считать постоянным коэффициент мощности. Наконец, магнитный поток можно считать практически постоянным у всех двигателей, кроме двигателей с последовательным и смешанным возбуждением. При

таких упрощениях можно считать вращающий момент

$$M_{вр}=k_{вр}I,$$

где $k_{вр}$ — постоянная величина, откуда из (16.12) следует:

$$M_{вр,эк}=\sqrt{\frac{M_1^2t_1+M_2^2t_2+\ldots+M_k^2t_k+\ldots+M_n^2t_n}{t_1+t_2+\ldots+t_k+\ldots+t_n}}. \qquad (16.13)$$

По эквивалентному моменту и номинальной угловой скорости двигателя $\omega_{ном}$ рассчитывается номинальная мощность двигателя $P_{ном}=M_{вр,эк}\ \omega_{ном}$.

Выбрав номинальную мощность двигателя на основании расчета по методу эквивалентного тока или эквивалентного момента, необходимо затем проверить, достаточен ли максимальный момент M_{max} двигателя для того, чтобы удовлетворить требованиям кратковременных перегрузок данного привода; иными словами, должно быть выполнено условие: коэффициент перегрузки двигателя $\lambda_{мом}$ должен быть больше отношения максимального момента M_{max} нагрузки к номинальному моменту двигателя, т. е.

$$\lambda_{мом} > M_{max}/M_{ном}.$$

16.5. ВЫБОР ВИДА И ТИПА ДВИГАТЕЛЯ

При длительной неизменной нагрузке задача выбора вида двигателя (постоянного тока, асинхронного, синхронного) относительно проста. Для подобного привода, не требующего регулирования скорости, ПУЭ (Правила устройства электроустановок) рекомендуют независимо от мощности применять синхронные двигатели. Эта рекомендация объясняется тем, что современный синхронный двигатель пускается в ход так же, как асинхронный, а его габариты меньше и работа экономичнее, чем асинхронного двигателя той же мощности (выше cos φ, больше максимальный момент).

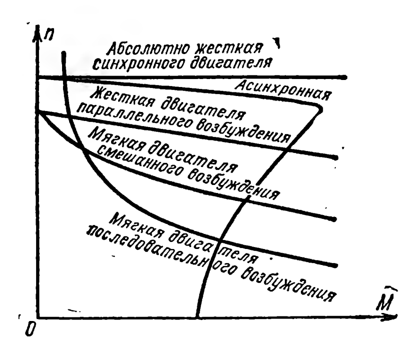


Рис. 16.8.

Но если электродвигатель должен работать в условиях регулируемой частоты вращения, частых пусков, набросов и сбросов нагрузки и т. п., то при выборе вида двигателя необходимо сопоставить условия привода с особенностями механических характеристик различных видов электродвигателей. Принято различать естественную и искусственную механические характеристики двигателя. Первая соответствует номинальным условиям его включения, нормальной схеме соединений и отсутствию каких-либо добавочных элементов в цепях двигателя. Искусственные характеристики получаются при изменении напряжения на двигателе, включении добавочных элементов в цепи двигателя и соединении этих цепей по специальным схемам. На рис.

16.8 сопоставлены уже известные нам естественные механические характеристики различных двигателей.

Важным критерием для оценки механических характеристик служит их жесткость:

$$\alpha = \Delta M / \Delta n. \qquad (16.14)$$

Жесткость может быть различной для отдельных участков характеристики.

В зависимости от значения жесткости принято делить механические характеристики на абсолютно жесткие, $\Delta n = 0$, $\alpha = \infty$ (синхронные двигатели), жесткие, у которых изменение частоты вращения мало $\alpha = 40 \div 10$ (линейная часть характеристики асинхронного двигателя, характеристика двигателя параллельного возбуждения), мягкие с большим изменением частоты вращения, у которых $\alpha \leqslant 10$ (характеристика двигателя последовательного возбуждения, искусственная характеристика асинхронного двигателя с фазным ротором, искусственная характеристика двигателя постоянного тока параллельного возбуждения).

Требования к жесткости механической характеристики в ряде случаев являются основанием для выбора вида двигателя. Например, для подъемно-транспортных механизмов желательна мягкая характеристика, а для холодной прокатки стали нужна очень жесткая характеристика.

При частых пусках и непостоянной нагрузке наиболее надежным и простым в эксплуатации и вместе с тем дешевым является асинхронный двигатель с короткозамкнутым ротором. Двигатель с фазным ротором дороже, его обслуживание сложнее, габариты больше, а $\cos \varphi$ меньше (из-за большего воздушного зазора). Преимущества фазного ротора в отношении пускового момента незначительны по сравнению с короткозамкнутым ротором, имеющим двойное беличье колесо. Поэтому двигатели с контактными кольцами устанавливаются лишь при наличии особых требований к пусковому моменту или к пусковому току (требований, связанных с ограниченной мощностью трансформаторной подстанции и характером подключенных к ней приемников). Таким образом, наиболее распространенным двигателем для мощностей до 100 кВт при нерегулируемом приводе является асинхронный короткозамкнутый двигатель. При больших мощностях, если невозможно применить короткозамкнутый асинхронный двигатель, устанавливается асинхронный двигатель с фазным ротором.

Для регулирования частоты вращения двигателя в недалеком прошлом для асинхронных двигателей применялись широко только два существенно несовершенных метода: включение резисторов в цепи ротора и переключение числа пар полюсов обмотки статора. Но первый метод экономически оправдан лишь при узких пределах регулирования при постоянстве момента на валу двигателя, а второй обеспечивает лишь ступенчатое регулирование и практически применяется для металлорежущих станков при небольших мощностях.

В настоящее время положение существенно изменилось благодаря появлению силовых полупроводниковых преобразователей. Они дают

возможность преобразовывать частоту переменного тока, что позволяет плавно и в широких пределах регулировать угловую скорость вращающегося магнитного поля, а следовательно, экономично и плавно регулировать частоту вращения асинхронного и синхронного двигателей. Двигатель постоянного тока стоит значительно дороже, требует большего ухода и изнашивается быстрее, чем двигатель переменного тока.

Тем не менее в ряде случаев предпочтение отдается двигателю постоянного тока, позволяющему простыми средствами изменять частоту вращения электропривода в широких пределах (3 : 1; 4 : 1 и более). Все же и в этих случаях система генераторный преобразователь — двигатель (Г — Д), обеспечивающая особенно широкие пределы регулирования, в новых установках заменяется тиристорными преобразователями более экономичными и компактными.

В качестве примеров приводов, для которых рекомендуется постоянный ток, назовем следующие: в металлургической промышленности — реверсивные прокатные станы, регулируемые нереверсивные станы при многодвигательном приводе, вспомогательные механизмы повторно-кратковременного режима работы, доменные подъемники; в металлообрабатывающей промышленности — токарные специальные станки.

Конструкцию (*тип*) *двигателя* выбирают в зависимости от условий окружающей среды. Приходится учитывать необходимость защиты среды от возможных искрообразований в двигателе (при наличии горючей пыли, взрывоопасных смесей и т. п.), а также самих двигателей от попадания в них влаги, пыли, агрессивных химических веществ из окружающей среды.

Различают несколько основных типов конструкции двигателей. Открытый тип двигателя с большими вентиляционными отверстиями в подшипниковых щитах и станине для лучших условий охлаждения целесообразно применять в немногих случаях; приходится считаться с легкостью засорения такого двигателя в производственных условиях и опасностью поражения током обслуживающего персонала при прикосновении к открытым токоведущим частям.

Двигатели защищенного типа имеют вентиляционные отверстия, которые закрыты решетками, защищающими двигатель от попадания внутрь капель дождя, посторонних частиц, опилок и т. п., но не пыли. Такие двигатели могут устанавливаться на открытом воздухе.

Двигатели закрытого типа устанавливаются в запыленных помещениях при наличии в воздухе паров, едких испарений и т. п. Для улучшения охлаждения таких двигателей применяется продувание охлаждающего воздуха. Последний подводится и отводится по специальным воздухопроводам.

В сырых помещениях применяются защищенные двигатели со специальной влагостойкой изоляцией. Во взрывоопасных помещениях, содержащих горючие газы или пары, устанавливаются взрывозащищенные двигатели.

16.6. ТИРИСТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДОМ

Основными факторами, обусловившими быстрое развитие тиристорного электропривода, являются следующие: высокий КПД тиристор-

ного преобразователя (0,95—0,97), относительно малые габариты, масса и инерционность тиристоров, незначительная мощность устройств управления.

Использование тиристоров и соответствующих систем управления позволяет получать все требуемые регулировочные характеристики и динамические режимы двигателей как переменного, так и постоянного тока.

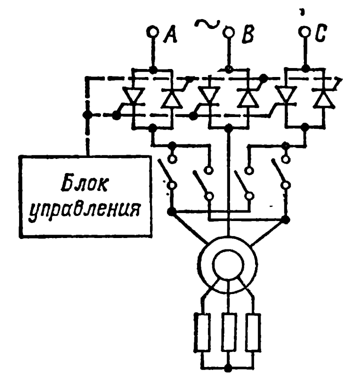


Рис. 16.9.

Тиристорный электропривод переменного тока. Для регулирования частоты вращения асинхронного двигателя тиристоры включаются в цепь статора или ротора. В первом случае с их помощью можно регулировать амплитуду (фазное регулирование) или частоту (частотное регулирование) синусоидального напряжения на обмотках статора и, следовательно, вращающий момент на валу двигателя (14.35). Во втором случае можно изменять активное сопротивление цепи ротора и таким образом (рис. 14.25) регулировать его частоту вращения.

На рис. 16.9 приведена схема *преобразователя (регулятора) переменного напряжения* на обмотках статора асинхронного двигателя с двумя встречно-параллельными тиристорами в каждой фазе. Устройство управления синхронно открывает тиристоры в порядке чередования фаз. Изменяя момент времени включения тиристоров (рис. 10.17), можно регулировать амплитуду напряжения основной гармоники. Выключение тиристоров осуществляется автоматически при изменении полярности напряжения соответствующей фазы. Такой режим называется *естественной коммутацией*.

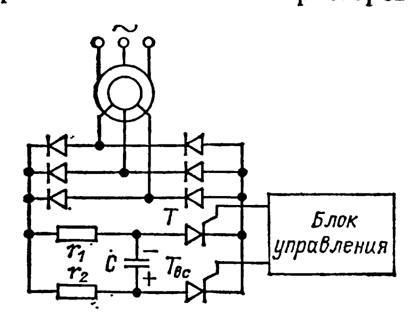


Рис. 16.10.

Искусственной коммутацией называется выключение тиристора посредством подключения к его выводам какого-либо источника энергии, создающего в нем ток обратного направления. Примером может служить *тиристорное управление в цепи ротора* асинхроного двигателя (рис. 16.10). Рабочий тиристор T, замыкающий цепь выпрямленного тока через резистор r_1, имеет узел искусственной коммутации. Узел искусственной коммутации содержит вспомогательный тиристор $T_{вс}$, резистор r_2 и конденсатор C.

Пусть первоначально рабочий тиристор T открыт, а вспомогательный $T_{вс}$ закрыт. В это время конденсатор C заряжается через резистор r_2 так, как показано на рис. 16.10. Подадим теперь на управляющий электрод вспомогательного тиристора $T_{вс}$ отпирающий сигнал из

устройства управления. Вспомогательный тиристор включится и конденсатор начнет разряжаться через него и рабочий тиристор. Так как при этом разрядный ток конденсатора направлен навстречу прямому току рабочего тиристора, то последний выключается. После этого конденсатор перезаряжается через резистор r_1 и открытый вспомогательный тиристор.

Чтобы вновь включить рабочий тиристор, на его управляющий электрод надо подать сигнал из устройства управления. При этом конденсатор своим разрядным током выключает вспомогательный тиристор, а сам конденсатор перезаряжается, возвращаясь к состоянию, показанному на рисунке.

Следующий цикл начинается с подачи сигнала из устройства управления на управляющий электрод вспомогательного тиристора.

Эквивалентное сопротивление цепи ротора зависит от отношения интервалов времени открытого и закрытого состояний рабочего тиристора. Регулируя это отношение, можно регулировать среднее значение тока ротора и, следовательно, момент, развиваемый асинхронным двигателем.

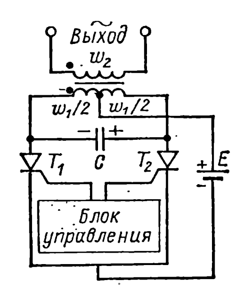


Рис. 16.11.

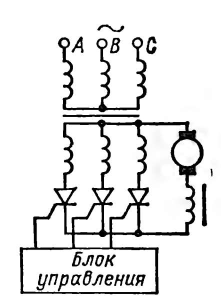


Рис. 16.12.

Одним из наиболее перспективных способов регулирования частоты вращения асинхронных двигателей является *изменение частоты* напряжения на обмотках статора. Для этой цели широко используются тиристорные *автономные инверторы*, т. е. устройства преобразования постоянного напряжения в переменное с любым числом фаз.

Рассмотрим простейшую схему однофазного автономного инвертора (рис. 16.11), в которой источник постоянного напряжения E соединен со средней точкой первичной обмотки трансформатора. Когда тиристор T_1 включается сигналом блока управления, а тиристор T_2 закрыт, то источник постоянного напряжения E подключается к левой половине первичной обмотки трансформатора. Ток этой части первичной обмотки возбуждает магнитный поток в магнитопроводе трансформатора. При этом во вторичной обмотке трансформатора индуктируется ЭДС, а конденсатор C заряжается, как показано на рисунке.

Если управляющий сигнал включает тиристор T_2, то перезарядка конденсатора C закрывает тиристор T_1 аналогично рис. 16.10, а источник постоянного напряжения E подключается к правой половине первичной обмотки. В магнитопроводе возбуждается магнитный поток противоположного направления, чему соответствует и изменение направления ЭДС, индуктируемой во вторичной обмотке w_2. Частота переменного напряжения, получаемого от инвертора, определяется частотой генератора управляющих сигналов, включающих поочередно тиристоры.

Описанный инвертор может быть использован для плавной регулировки частоты вращения однофазных и двухфазных асинхронных двигателей (см. § 14.18).

Инвертирование постоянного напряжения в трехфазную или многофазную систему напряжений осуществляется аналогично. Обычно в инверторе вместо источника постоянного напряжения E используется выпрямленное напряжение сети переменного тока. Если для этой цели, так же как и для инвертирования, использовать тиристоры, то выпрямленное напряжение можно регулировать в широких пределах (см. рис. 10.17). Это дает дополнительные возможности для управления асинхронным двигателем.

Устройства, сочетающие в себе тиристорные выпрямители и тиристорные инверторы, принято называть *тиристорными преобразователями.* В электроприводе иногда используют и более сложные тиристорные преобразователи, например тиристорные выпрямитель — инвертор — выпрямитель.

Применение различных способов тиристорного управления позволяет плавно и экономично регулировать частоту вращения асинхронных двигателей в диапазоне до 50 : 1 и выше.

Тиристорный электропривод постоянного тока. При необходимости регулирования частоты вращения двигателя постоянного тока и получения специальных характеристик в настоящее время широко используются тиристорные преобразователи. С их помощью двигатели постоянного тока можно подключить к сети переменного тока.

Одна из простейших схем включения двигателя постоянного тока в трехфазную цепь переменного тока приведена на рис. 16.12. Управляющее устройство синхронно включает тиристоры в порядке чередования фаз в положительные полупериоды фазных напряжений (рис. 10.17). В отрицательные полупериоды фазных напряжений происходит естественная коммутация и тиристоры соответствующих фаз закрываются.

Среднее значение выпрямленного напряжения трех фаз равно напряжению на якоре двигателя постоянного тока (10.10):

$$U_{\text{я. ср}} = \frac{3}{2\pi} U_m (1 + \cos\alpha),$$

где α — угол запаздывания включения тиристоров.

Изменяя угол запаздывания с помощью блока управления, можно изменять постоянное напряжение на якоре двигателя, т. е. постоян-

ный ток в цепи якоря $I_я$. В свою очередь это приводит к изменению вращающего момента на валу двигателя (13.2).

Индуктивная катушка в цепи якоря служит для уменьшения пульсаций тока.

ГЛАВА СЕМНАДЦАТАЯ

АППАРАТУРА УПРАВЛЕНИЯ И ЗАЩИТЫ

17.1. ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ

Управление электротехническими устройствами осуществляется с помощью большого числа различных аппаратов. В зависимости от назначения их можно подразделить на две основные группы: коммутационные аппараты (высоковольтные выключатели, разъединители, контакторы и др.) и защитные аппараты (автоматические воздушные выключатели, плавкие предохранители, различные реле и разрядники для защиты от перенапряжений).

Все эти аппараты в местах установки соединяются по определенным схемам посредством голых шин, укрепленных на изоляторах, или посредством силовых кабелей. Монтаж и эксплуатация неизолированных шин проще и дешевле, кроме того, для них допускается большая плотность тока.

В большинстве случаев прокладываются алюминиевые шины; стальные шины применяются в установках с токами не выше 200 А.

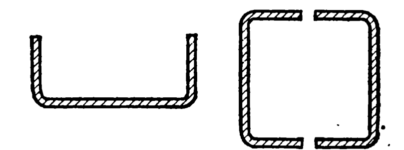


Рис. 17.1.

Алюминиевые шины применяются однополосные и многополосные прямоугольного сечения с размерами полосы примерно 120 × 10 мм. Для больших переменных токов часто устанавливаются шины коробчатого сечения (рис. 17.1). Их преимущества — механическая прочность и простота монтажных работ. Кроме того, благодаря расположению проводящего материала по периферии общего сечения в коробчатых шинах при промышленной частоте мало сказываются поверхностный эффект и эффект близости, уменьшающие активное сечение проводника. Шины укрепляются на опорных изоляторах. На прямолинейных участках проводки, в промежутках между креплениями шин к изоляторам, предусматриваются специальные устройства, обеспечивающие свободное удлинение шин при нагревании (шинные компенсаторы).

В трехфазных системах в соответствии с последовательностью фаз шины должны быть окрашены в следующие цвета: фаза *A* — желтый, фаза *B* — зеленый и фаза *C* — красный; нейтральные шины: при изолированной нейтрали — белый; при заземленной нейтрали — черный. При постоянном токе положительная шина окрашивается в красный, отрицательная — в синий, а нейтраль — в белый цвет.

Для надежной работы электрических аппаратов весьма важными являются условия осуществления контактов. Последние могут быть жесткими (неразъемными), например присоединения проводников к выводам машины или аппарата; скользящими между неподвижными и подвижными токоведущими частями; коммутационные — в отключающих аппаратах. Эти контакты работают в наиболее тяжелых условиях, особенно если они должны отключать токи коротких замыканий.

При всяком контакте действительное соприкосновение двух проводящих тел осуществляется в виде элементарных площадок касания, возникающих при смятии выступающих микроскопических бугорков касающихся поверхностей (рис. 17.2). Следовательно, имеет место сужение поперечного сечения пути тока. Дополнительное сопротивление, обусловленное этим сужением, называется *переходным сопротивлением* контакта. Оно тем меньше, чем больше сила нажатия контактов, увеличивающая смятие микроскопических бугорков.

Переходное сопротивление контакта может возрастать в десятки и сотни раз вследствие окисления контактных поверхностей. В частности, нередко такое отклонение вызывается нагревом контактов свыше 70—75 °C. По этой причине необходимо пре-

дусматривать все возможные меры для предупреждения нагревания и окисления контактов.

Отключение электрической цепи обычно не может быть мгновенным. При разрыве цепи тока неизбежно возникновение большей или меньшей ЭДС самоиндукции; под действием этой ЭДС совместно с напряжением сети промежуток между расходящимися контактами пробивается и возникает электрическая дуга. Высокая температура последней может вызвать быстрое разрушение или сваривание контактов. Особенно опасно действие дуги в аппаратах высокого напряжения при отключениях токов короткого замыкания.

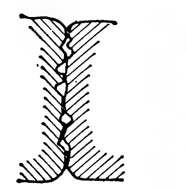
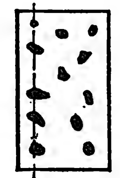



Рис. 17.2.

Отключение цепей переменного тока существенно упрощается, так как переменный ток периодически проходит через нулевое значение, что приводит к гашению дуги. Выключатель переменного тока должен быть сконструирован так, чтобы предотвратить повторное зажигание дуги, после того как она погасла при прохождении через нуль переменного тока.

Значительно труднее отключение цепей постоянного тока высокого напряжения. Выключатели для этого тока должны быть рассчитаны на поглощение весьма значительной энергии, выделяющейся при длительном горении дуги постоянного тока.

17.2. ТЕПЛОВАЯ ЗАЩИТА ЭЛЕКТРОУСТАНОВОК

Провода электрических линий и электротехнические устройства должны быть защищены от перегрева при коротких замыканиях и длительных перегрузках.

Коротким замыканием принято называть всякое ненормальное соединение через элементы с малым сопротивлением между проводами или другими токоведущими частями цепи. Причиной короткого замыкания может быть случайное соединение голых токоведущих частей между собой (например, соединение двух проводов воздушной линии) или повреждение изоляции вследствие старения, износа, пробоя и т. п. При коротком замыкании резко увеличивается ток, а так как выделение теплоты в проводах пропорционально квадрату тока, то тепловое действие тока короткого замыкания может вызвать разрушение изоляции и пожар. Вместе с тем при коротких замыканиях часто возникают опасные электродинамические силы взаимодействия между проводами. Кроме того, короткое замыкание вызывает сильное изменение напряжения в системе, следствием чего являются снижение частоты вращения и даже остановка электродвигателей и т. д.

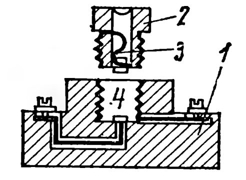


Рис. 17.3.

В табл. 17.1 приведены допустимые значения токов в проводах и кабелях в соответствии с Правилами устройства электроустановок.

Простейшим способом отключения токов короткого замыкания является использование их теплового действия в приборе защиты. Таким прибором является *плавкий предохранитель*. В нем основным отключающим элементом служит плавкая вставка — сменяемая часть предохранителя, плавящаяся при увеличении тока в защищаемой цепи свыше определенного значения. По существу это короткий участок защищаемой цепи, относительно легко разрушаемый тепловым действием тока. Чтобы получить такую сниженную термическую стойкость, нужно увеличить сопротивление вставки, для чего она изготовляется из материала с высоким удельным сопротивлением (например, сплава олова и свинца) или из хорошо проводящего металла (например, серебра, меди), но с малой площадью поперечного сечения.

Плавление вставки не должно сопровождаться возникновением дуги в предохранителе вдоль размыкаемого участка, следовательно, плавкая вставка должна иметь длину, соответствующую выключаемому напряжению; по этой причине на предохранителях кроме номинального тока указывается также и напряжение.

Существует очень большое число различных конструкций плавких предохранителей.

Таблица 17.1. **Допустимые длительные токовые нагрузки на провода и шнуры с резиновой и полихлорвиниловой изоляцией и алюминиевыми жилами**

Сечение токопроводящей жилы, мм²	Токовые нагрузки, А					
	Провода, проложенные открыто	Провода, проложенные в одной трубе				
		Два одножильных	Три одножильных	Четыре одножильных	Один двухжильный	Один трехжильный
2,5	24	20	19	19	19	16
4	32	28	28	23	25	21
6	39	36	32	30	31	26
10	60	50	47	39	42	38
16	75	60	60	55	60	55
25	105	85	80	70	75	65
35	130	100	95	85	95	75
50	165	140	130	120	125	105
70	210	175	165	140	150	135
95	255	215	200	175	190	165
120	295	245	220	200	230	190
150	340	275	255	—	—	—
185	390	—	—	—	—	—
240	465	—	—	—	—	—
300	535	—	—	—	—	—
400	645	—	—	—	—	—

Для напряжений до 250 В и токов примерно до 60 А широко применяются пробочные предохранители (рис. 17.3). Такой предохранитель состоит из основания *1*, в которое ввертывается сменяемая при перегорании вставка *2* — так называемая пробка с резьбой, опирающаяся на неподвижный контакт *4*. Пробка изготовляется из керамического материала и снабжается двумя металлическими контактами, между которыми припаивается плавкая проволока *3*.

Пробочные предохранители обычно сосредоточиваются на *групповых щитках*. От этих щитков линии расходятся в отдельные квартиры или комнаты, части здания и т. п. На щитке все провода каждой линии должны быть защищены отдельными предохранителями (рис. 17.4). Такое сосредоточение предохранителей облегчает надзор за ними и быструю смену пробок при их перегорании.

Рис. 17.4.

Для тепловой защиты линий высокого напряжения применяются трубчатые предохранители различных конструкций (рис. 17.5), в которых плавящаяся проволока помещена в фарфоровую трубку и имеет значительную длину. Трубка не дает разбрызгиваться расплавленному металлу, а электрическая дуга, образующаяся при плавлении проволоки внутри трубки, быстро разрывается благодаря тяге воздуха в трубке.

Номинальным током плавкого предохранителя считается тот наибольший ток, который предохранитель может выдерживать сколь угодно долгое время, не разрушаясь. Он указывается на вставке предохранителя. Ориентировочно для определения времени отключения можно пользоваться зависимостью времени плавления от отношения тока в предохранителе к его номинальному току.

Следует различать защиту электротехнических установок от коротких замыканий и защиту от длительных перегрузок. Номинальные токи плавких вставок предохранителей, служащих для защиты отдельных участков электрической сети, во всех слу-

чаях следует выбирать по возможности наименьшими по расчетным токам соответствующих участков сети. Но при этом вставка не должна плавиться при кратковременных перегрузках — пусковых токах электродвигателей и т. п.

Тепловой принцип защиты используется также в более совершенных приборах — *тепловых реле*. В подобных реле для срабатывания устройства обычно используется *биметаллический элемент*. Он состоит из двух механически скрепленных пластин, а эти пластины изготовлены из металлов с различными температурными коэффициентами расширения. На рис. 17.6 показана принципиальная схема устройства теплового реле. Нагреватель *2*, включенный в защищаемую цепь, своим теплом воздействует

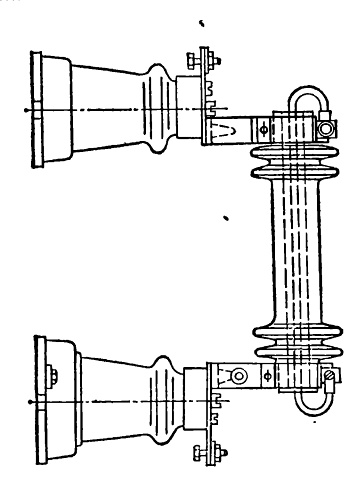


Рис. 17.5.

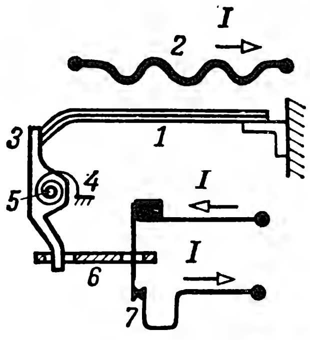


Рис. 17.6.

на биметаллический элемент *1*. При перегрузке в защищаемой цепи обе пластины биметаллического элемента, нагреваясь, удлиняются. Но одна из них удлиняется больше, вследствие чего биметаллическая пластина изгибается вверх и выходит из зацепления с защелкой *3*. Последняя под действием пружины *4* поворачивается вокруг оси *5* по часовой стрелке и посредством тяги *6* размыкает контакты *7*, отключая перегруженную сеть.

Однако тепловое реле из-за значительной тепловой инерции не обеспечивает защиту от токов короткого замыкания, поэтому необходимым дополнением теплового реле является плавкий предохранитель.

17.3. АВТОМАТИЧЕСКИЕ ВОЗДУШНЫЕ ВЫКЛЮЧАТЕЛИ

Плавкие предохранители защищают электродвигатели и прочие промышленные устройства только от токов короткого замыкания, а от длительных перегрузок они надежно защитить не могут. Поэтому в мощных электротехнических установках кроме плавки предохранителей устанавливается автоматическая защита.

Простейшим устройством для автоматической защиты от повреждений при нарушении нормального рабочего режима в установках с рабочим напряжением до 1 кВ являются автоматические воздушные (не масляные и не со сжатым воздухом) выключатели, часто называемые просто автоматами.

Эти аппараты могут защищать установку не только при перегрузке током. Они производят отключение цепей автоматически при нарушении нормальных рабочих условий, причем в зависимости от типа автомата это отключение производится или когда определенная электрическая величина переходит установленное предельное значение (максимальные и минимальные автоматы), или когда изменяется направление передачи энергии (автоматы обратной мощности). Кроме того, существует большое число автоматов специального назначения. Для воздействия на защелку отключающего механизма в автоматах применяются электромагнитные, тепловые и комбинированные расцепители. В последнем случае электромагнитный и тепловой элементы могут независимо отключать автомат.

Электромагнитный расцепитель действует мгновенно, и потому при нем нет необходимости в плавких предохранителях.

В зависимости от назначения автомата в него могут быть встроены различные расцепители. На рис. 17.7 показаны схематически автоматы с различными видами электромагнитных расцепителей.

Наиболее распространенным автоматическим воздушным выключателем является *автомат максимального тока* (рис. 17.7, *а*). Когда ток в защищаемой цепи достигает предельного значения, катушка *К* втягивает стальной сердечник и защелка *С* освобождает пружину *П*; последняя разрывает контакты *А* и, таким образом, выключает цепь. Конструктивные оформления этих автоматов весьма разнообразны.

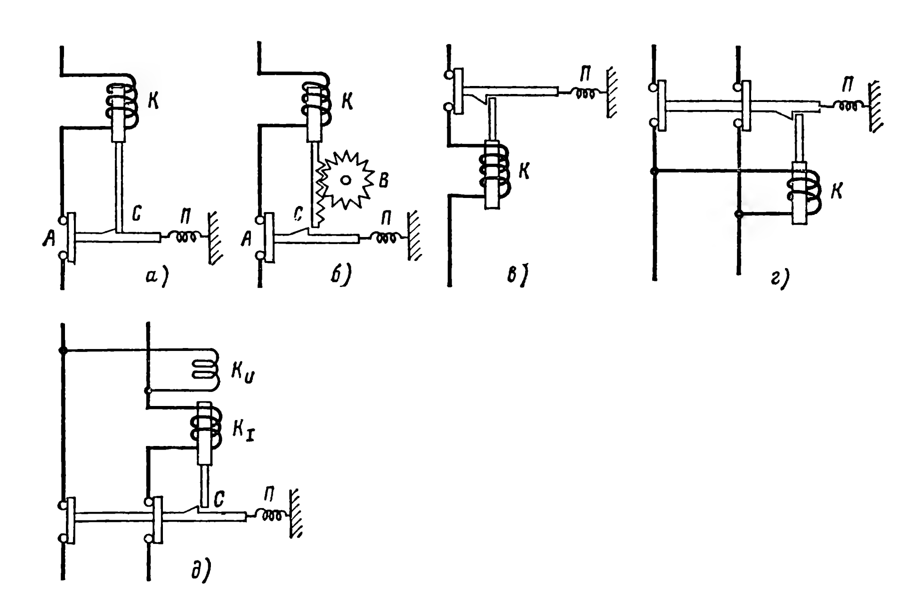


Рис. 17.7.

Автоматы максимального тока применяются и в осветительных сетях жилых помещений взамен плавких предохранителей. Обратное включение автомата производится от руки, причем часто автомат снабжается свободным расцеплением, благодаря которому перегруженная цепь отключается, даже если электромонтер, включающий его, удерживает рукоятку автомата в положении включения. Часто автоматы снабжаются приспособлением для регулирования предельного тока, т. е. тока, при котором происходит отключение. Точность настройки автомата на определенный предельный ток несравненно выше, чем при защите плавкими предохранителями, и в этом заключается одно из важнейших его преимуществ.

Чтобы избежать отключения установки при кратковременном увеличении тока, не опасном для установки (например, пускового тока двигателя), автоматы иногда снабжаются устройством *выдержки времени* (приспособлением, которое создает определенный промежуток времени между воздействием тока на автомат и моментом отключения цепи). На рис. 17.7, *б* показан принцип подобного устройства: зубчатая система *В* не позволяет катушке *К* мгновенно втянуть сердечник и освободить защелку *С*, так как сначала колесико *В* должно повернуться на определенный угол; тем самым создается определенная выдержка времени, которую можно регулировать.

Если увеличение тока закончится прежде, чем механизм выдержки времени позволит освободить защелку, то сердечник вернется в исходное положение и отключения не произойдет.

Кроме часового механизма для выдержки времени в автоматах с электромагнитным расцепителем применяется также масляный или воздушный тормоз и т. п.

Автомат минимального тока применяется в тех случаях, когда цепь должна быть отключена, если в ней или в одной из ее ветвей ток уменьшился ниже предельного значения. Принцип действия такого автомата поясняет рис. 17.7, *в*. Катушка *К* удерживает сердечник и защелку до тех пор, пока ток в катушке не понизится до определенного значения; тогда сердечник под действием силы тяжести опускается и защелка освобождает пружину *П*, которая размыкает контакты и отключает установку.

Автомат пониженного напряжения (рис. 17.7, *г*) по принципу действия сходен с автоматом минимального тока. Он применяется, например, для защиты двигателей, снабженных пусковым реостатом; автомат отключает эти двигатели при понижении напряжения на их выводах. При отсутствии такого автомата понижение напряжения или его исчезновения вызывает остановку двигателя, а затем при обратном повышении напряжения вследствие того, что пусковой реостат не введен, возникает большой пусковой ток, нежелательный для электрической сети и опасный для двигателя. Часто при отключении автоматически включается пусковой реостат.

Автомат обратной мощности применяется, например, для защиты параллельно работающих генераторов от перехода одного из них в режим работы двигателем. Принцип действия такого автомата показан на рис. 17.7, *д*. Катушка тока K_I автомата при нормальном направлении передачи энергии создает магнитное поле, противоположное полю катушки напряжения K_U; благодаря этому катушки не могут втянуть сердечник и освободить защелку *С*; но при изменении направления передачи энергии изменяется направление тока в катушке K_I, поля катушек в этих условиях складываются и втягивают сердечник, что вызывает размыкание контактов и отключение генератора.

17.4. ВЫКЛЮЧАТЕЛИ ВЫСОКОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Простейшими выключателями высокого напряжения являются *разъединители*. Их назначение — отключение и переключение участков цепи под напряжением, но при отсутствии тока. Отключение участков цепи необходимо для обеспечения безопасности осмотров и ремонтных работ на устройствах высокого напряжения, переключения подходящих и отходящих линий с одной системы шин на другую и т. д.

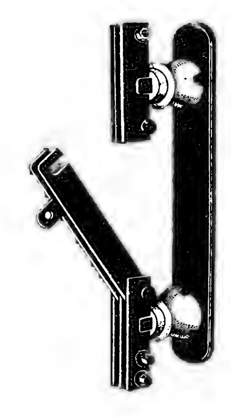


Рис. 17.8.

Разъединители снабжены неподвижными и подвижными контактами, укрепленными на изоляторах. В зависимости от назначения и способа установки применяются рубящие (рис. 17.8) и поворотные разъединители; последние устанавливаются главным образом в открытых распределительных устройствах на 35—500 кВ.

Для ручного управления подвижные контакты (ножи) разъединителей снабжаются крючками или кольцами для выключения посредством изолированной штанги. Дистанционное управление разъединителями осуществляется посредством электрических или пневматических приводов.

Если отключать цепь посредством разъединителя, когда ток в цепи не выключен, то между размыкаемыми контактами разъединителя возникает электрическая дуга и разрушает их. Чтобы предупредить такое ошибочное отключение, приводы разъединителей часто обеспечиваются защитной блокировкой, не допускающей отключения разъединителя при включенном выключателе.

Во многих случаях необходимо отключать нагрузку небольшой мощности при токах, не превышающих нормальный рабочий ток. Установка дорогого и громоздкого масляного или другого выключателя, рассчитанного на отключение тока короткого замыкания, в подобных случаях нежелательна. Для таких установок на подстанциях промышленных предприятий и на мелких сельских

электростанциях применяются *выключатели нагрузки* (называемые также разъединителями мощности). По устройству они сходны с рубящими разъединителями, но снабжены дугогасительным устройством того или иного типа. Они применяются для напряжений 6 и 10кВ и рассчитаны на отключение токов, не превышающих удвоенное значение рабочего тока. Последовательно с ними для защиты установки от токов короткого замыкания включаются плавкие предохранители.

Выключатели высокого напряжения должны отключать установки и при коротких замыканиях, поэтому в соответствии с условиями данной сети для выбора выключателя необходим специальный расчет токов короткого замыкания. На основании этого расчета к выключателю высокого напряжения предъявляются требования электродинамической (по отношению к электродинамическим силам) и термической стойкости к току короткого замыкания. В соответствии с этими требованиями определяются *номинальная мощность отключения* выключателя и *номинальный ток отключения* выключателя (наибольший ток, который выключатель способен надежно отключить при восстанавливающемся напряжении между фазами, равном номинальному напряжению). По всем этим причинам в современных электротехнических установках выключатель высокого напряжения является довольно сложным и ответственным аппаратом, требующим периодического осмотра и регулировки. Широко применяются масляные и воздушные выключатели высокого напряжения.

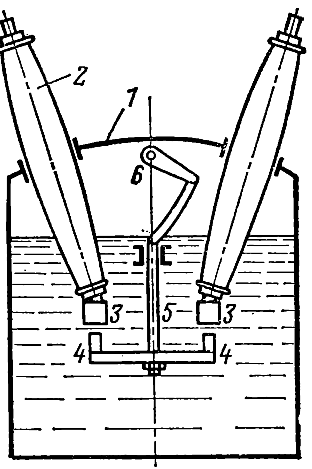


Рис. 17.9.

В *масляных выключателях*, чтобы предупредить возникновение длинной дуги и ускорить ее гашение при выключении, разрывающие цепь тока контакты помещены в бак с нефтяным маслом. В зависимости от условий гашения дуги масляные выключатели подразделяются на выключатели с гашением дуги простым разрывом в масле и выключатели с дугогасительными камерами масляного или газового дутья.

Аппараты первого типа изготовляются на 6—10 кВ для мощности отключения, не превышающей 150 МВ · А (рис. 17.9). Его основными частями являются: бак с минеральным маслом *1*; подвижные нижние контакты *4*, соединенные электрически между собой и укрепленные на изолирующей штанге *5*, неподвижные верхние контакты *3*, укрепленные на проходных изоляторах *2*. Изолирующая штанга поднимается посредством рычажного приспособления *6*, соединенного с длинным валом; последний снабжен маховичком или специальными тягами.

Несущая подвижные контакты часть (траверса) выключателя отжимается книзу пружинами и действием собственной силы тяжести. Но во включенном состоянии она удерживается специальным запорным механизмом (защелкой), которым снабжен привод выключателя. Когда запорный механизм освобожден, подвижная часть падает вниз и создает два разрыва в цепи выключаемого тока (чаще применяются устройства с четырьмя или шестью разрывами). При разрыве цепи тока между расходящимися контактами возникает электрическая дуга. Вследствие ее высокой температуры окружающие ее слои масла испаряются и разлагаются, образуя газовый пузырь вокруг расходящихся контактов. Таким образом, в масляном выключателе расхождение контактов и горение дуги происходит в газовой среде при повышенном давлении. Последнее обстоятельство создает благоприятные условия для гашения дуги, так как с повышением давления быстро возрастает электрическая прочность газовой среды. Увеличение расстояния между контактами во время выключения вызывает увеличение длины дуги, что в свою очередь требует большого напряжения для поддержания дуги. При выключении переменного тока, на что рассчитан выключатель, ток в размыкаемой цепи каждые полпериода проходит через нулевое значение, а это способствует гашению дуги.

При масляном дутье гашение обусловливается воздействием на гасимую дугу потока масла от дуги, создающей давление в дугогасительной камере. При движении траверсы выключателя вниз в каждой паре размыкаемых контактов образуются две

дуги — гасимая и генерирующая давление. Гасимая горит у выхлопных каналов камеры, в которой генерирующая дуга создает давление 4—6 МПа. Поток масла направляется от генерирующей дуги на гасимую и при номинальном токе отключения не дает ей гореть более чем 0,015—0,02 с (один период переменного тока).

Лучшие результаты дает использование принципа газового автодутья: дуга, загорающаяся в камере, создает газовый пузырь, и при определенном расхождении контактов открываются дутьевые щели и поперек дуги устремляется поток газа и масла, создающий условия для быстрого ее гашения.

Для высоких напряжений, начиная с 35 кВ, преимущественно применяются *воздушные выключатели* (выключатели со сжатым воздухом). В них один или оба расходящихся контакта выполняются полыми, а сжатый воздух 0,7—2 МПа через полости контактов создает мощное воздушное дутье и сдувает дугу с рабочей поверхности контактов. По сравнению с масляным выключателем воздушный имеет меньшую массу и меньшее время отключения. Но для воздушного выключателя необходим специальный источник сжатого воздуха — компрессор, причем необходим очищенный и просушенный воздух.

После отключения управляемой цепи выключатель остается под напряжением, между тем периодически необходим осмотр и ремонт как выключателя, так и прилегающих к нему участков электрической цепи. По этой причине разъединитель нужен как его необходимое дополнение. Посредством разъединителя выключатель после выключения тока можно отделить от цепей высокого напряжения.

17.5. РЕЛЕ И РЕЛЕЙНАЯ ЗАЩИТА

Р е л е — это аппарат, который при определенном воздействии на его воспринимающую часть той или иной физической величины (тока, напряжения, частоты, силы света, температуры, давления и т. п.) срабатывает и его исполнительная часть производит в управляемых им цепях необходимые переключения, вызывающие соответствующие изменения тех или иных физических величин (тока, напряжения и т. д.).

Бесперебойность работы электроэнергетических установок автоматически обеспечивается релейной защитой. Часто — это очень сложная совокупность реле, автоматически воздействующих на выключатели электротехнических установок при их повреждении (коротком замыкании токоведущих частей оборудования, замыкании на землю, ненормальном изменении напряжения, изменении направления передачи энергии и т. п.). Релейная защита сигнализирует о нарушении нормального режима работы; она же затем совместно с устройствами автоматики выполняет повторное включение элементов системы электроснабжения (трансформаторов, питающих линий и т. п.), автоматически включает резервные источники электрической энергии и разгружает систему электроснабжения при недостатке мощности.

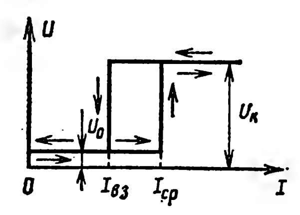


Рис. 17.10.

Общая основная характеристика реле — это *характеристика управления*, выражающая связь между воздействующей физической величиной I и управляемой величиной U (рис. 17.10). При увеличении воздействующей величины до определенного значения, называемого *параметром срабатывания* (в частности, током срабатывания $I_{ср}$), управляемая величина не изменяется, т. е. пока $I < I_{ср}$, управляемая величина $U_0 = \text{const}$. Но когда управляющая величина достигает значения $I_{ср}$, исполнительная часть реле производит скачкообразное изменение управляемой величины U (например, включает или выключает электрическую цепь) до значения $U_к$. Дальнейшее увеличение I не изменяет U. Не влияет на U и уменьшение управляющей величины, пока I больше определенного значения, называемого *параметром возврата* $I_{вз}$ (в частности, током возврата). Когда управляющая величина достигает значения $I = I_{вз}$, исполнительная часть реле уменьшает управляемую величину до исходного значения U_0.

Отношение $I_{вз}/I_{ср} = k_{вз}$ называется *коэффициентом возврата реле*. В зависимости от принципа действия и конструкции реле коэффициент возврата может иметь значение $k_{вз} = 0,98 \div 0,3$.

Для надежности действия релейного устройства рабочее значение $I_р$ управляющей величины, т. е. значение, при котором необходимо срабатывание реле, берется больше, чем $I_{ср}$. Отношение $I_р/I_{ср} = k_з$ называется *коэффициентом запаса*. Обычно $k_з = 3 \div 1$.

Реле защиты электротехнических устройств в зависимости от характера изменения управляющей величины, вызывающего их срабатывание, в основном разделяются на максимальные, минимальные и дифференциальные. *Максимальное реле* срабатывает, когда электрическая величина (например, ток) повышается сверх определенного значения $I_{ср}$. *Минимальное реле* срабатывает, когда электрическая величина (например, напряжение) уменьшается ниже определенного установленного значения. *Дифференциальное реле* реагирует на разность двух механических моментов, создаваемых в нем действием двух сравниваемых однородных электрических величин.

Основные требования, предъявляемые к релейной защите, это селективность (избирательность), быстрота действия, надежность и чувствительность.

Селективность действия защиты состоит в том, что поврежденный элемент установки отключается от источников электроэнергии ближайшими к нему выключателями, благодаря чему авария нарушает режим нормального электроснабжения минимального числа потребителей.

Быстрота действия защиты необходима для того, чтобы уменьшить размеры разрушений поврежденного участка тепловым действием тока, ослабить влияние понижения напряжения, вызванного аварией, на работу других потребителей электроэнергии, улучшить качество электрического освещения и т. д.

Чувствительность защиты необходима для того, чтобы она реагировала на самые незначительные повреждения в самом начале их возникновения. Чувствительность систем защиты является критерием их пригодности.

Надежность защиты — безотказность срабатывания при аварии. Надежнее защита, в которой применено минимальное число реле, взаимодействующих возможно проще. Для обеспечения высокой надежности применяется резервная защита, отключающая поврежденные устройства в случае отказа основной защиты.

Эти требования часто противоречивы в некоторых отношениях. Например, увеличение надежности посредством применения более грубых механизмов вызывает снижение чувствительности защиты, а повышение селективности посредством использования выдержки времени снижает быстродействие защиты.

Применение выдержки времени является одним из простейших путей получения селективности отключений. Выдержка времени обеспечивается тем, что благодаря применению соответствующих приспособлений между моментом воздействия импульса воздействующей величины (например, тока) на реле и моментом срабатывания исполнительной части реле проходит строго определенный промежуток времени, создаваемый не только естественными инерционными свойствами механизма реле, но и специальными приспособлениями. Такие приспособления могут быть встроены в само реле (реле с выдержкой времени) или их роль исполняет специальное реле времени, являющееся частью системы релейной защиты. Выдержка времени может быть сделана независимой или зависимой от значения входного импульса (тока при аварии).

Простым примером селективной защиты может служить защита посредством максимальных токовых реле с выдержкой времени отдельных реле (рис. 17.11). При защите радиальной сети с односторонним питанием от подстанции *Г* селективность отключения достигается применением различных выдержек времени, тем больших, чем ближе пункт установки реле к источнику электроэнергии — подстанции *Г*. Выдержку времени защиты наиболее удаленного участка *А* можно принять равной нулю; следовательно, время срабатывания защиты этого участка определяется лишь собственным временем срабатывания реле t_1 (у современных быстродействующих реле $t_1 = 0{,}02 \div 0{,}12$ с).

Рассмотрим простейший случай независимой выдержки времени. При этом условии выдержка реле, защищающего следующий участок *В*, должна быть больше, чем t_1, на определенное значение Δt, называемое *ступенью выдержки времени*. При аварии в пределах участка *А* импульс получают воспринимающие части всех реле линии *AD*, так как через все эти реле проходит ток аварийного участка *А*. Но ступени выдержки времени должны быть выбраны так, чтобы реле *1* успело сработать и дуга в отключенном им выключателе оборвалась прежде, чем настанет время срабатывания любого другого реле. После срабатывания реле *1* отсчет времени в механизмах всех остальных реле прекратится и вся линия, кроме отключенного участка *А*, будет

продолжать бесперебойно работать. Следовательно, ступень выдержки времени Δt должна быть несколько больше полного времени отключения повреждения (обычно 0,04—0,16 с). Основным недостатком такой простой селективной защиты является чрезмерное повышение выдержки времени на головных участках вблизи источников электроэнергии. Это противоречит требованию быстродействия защиты.

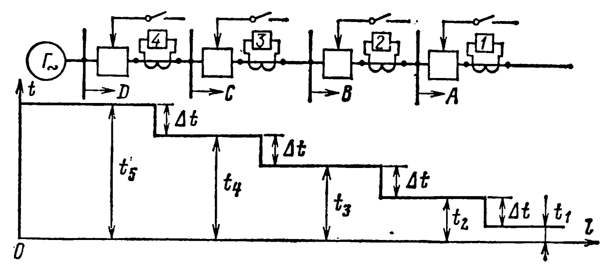


Рис. 17.11.

По виду воздействующей величины реле защиты подразделяются на реле тока, реле напряжения, реле сопротивления (реагирующие на изменение соотношения между напряжением и током) и реле направления мощности.

Реле прямого действия воздействуют непосредственно на выключатель. *Реле косвенного действия* контактами своей исполнительной части коммутирует цепи оперативного (вспомогательного) тока, а последний воздействует на отключающий механизм выключателя.

Первичные реле включаются непосредственно в защищаемую цепь. Этим упрощается устройство защиты, но при высоком напряжении трудно постоянно контролировать исправность первичного реле, так как оно находится под высоким напряжением.

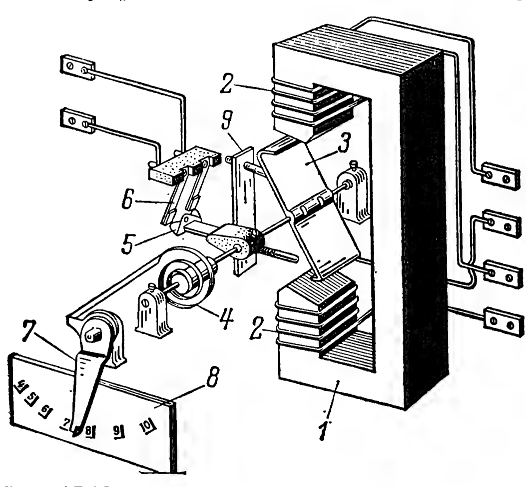


Рис. 17.12.

Вторичные реле подключаются к защищаемым объектам через измерительные трансформаторы тока и напряжения (см. § 8.17), что делает безопасным надзор за ними. В большинстве случаев в устройствах релейной защиты применяются вторичные реле косвенного действия.

В реле могут быть применены самые различные движущие механизмы. Реле тока косвенного действия в СССР выпускаются электромагнитные и индукционные. На рис. 17.12 схематически показано устройство максимального токового реле мгновенного действия электромагнитной системы. Собранный из листовой электротехнической стали магнитопровод *1* снабжен обмоткой *2*. Между полюсами этого электромагнита установлен на оси Z-образный стальной якорь *3*. Он удерживается в исходном положении пружиной *4*, создающей противодействующий момент при повороте якоря из нулевого положения. Один конец пружины *4* закреплен на оси якоря, а второй конец соединен с поводком *7*, последний связан с указателем тока срабатывания реле, перемещаемым вдоль шкалы *8*. При отсутствии тока пружина *4* удерживает якорь прижатым к упорному штифту *9*. Когда вращающий момент, создаваемый током в катушке *2*, становится больше противодействующего момента, создаваемого пру-

жиной, якорь поворачивается и подвижные контакты *5* замыкают неподвижные контакты *6* — реле срабатывает. Ток срабатывания реле можно регулировать, изменяя затяжку пружины *4* посредством поводка *7*. Это реле быстродействующее, но его контакты рассчитаны на замыкание цепи малой мощности, поэтому оно должно использоваться как реле косвенного действия. При срабатывании его контакты замыкают цепь тока *промежуточного реле*, а последнее своими достаточно мощными контактами замыкает цепь оперативного тока, отключающего выключатель. Такое реле может быть снабжено несколькими замыкающими и размыкающими контактами. В частности, оно может одновременно замыкать цепи оперативного тока нескольких выключателей.

Если при отключении необходима небольшая выдержка времени, промежуточное реле снабжается короткозамкнутым проводящим контуром, надетым на магнитопровод; этот контур представляет собой короткозамкнутый виток. При помощи такого устройства, замедляющего нарастание магнитного потока, можно получить выдержки времени порядка 0,1 или 0,2 с. Если необходима большая выдержка времени, то применяется реле времени.

В качестве вторичного реле прямого действия с регулируемой выдержкой времени часто применяется индукционное реле. Его движущий механизм подобен механизму индукционного счетчика (см. § 12.9). Это реле обладает относительно мощными контактами, благодаря чему его исполнительная часть может непосредственно замыкать цепь оперативного тока выключателя. При таком устройстве защиты нет нужды ни в промежуточном реле, ни в реле времени, но при этом существенно уменьшаются селективность и чувствительность защиты.

Релейная защита состоит из двух групп электрических цепей: цепей переменного тока, соединяющих реле с источниками информации о состоянии защищаемого объекта, и цепей оперативного тока, обеспечивающих срабатывание отключающих устройств с необходимыми последовательностью и селективностью.

Источники оперативного тока (постоянного или переменного) могут быть зависимыми и не зависимыми от режима работы и состояния первичных цепей защищаемой установки.

Зависимыми источниками оперативного тока являются трансформаторы напряжения, трансформаторы тока и специальные трансформаторы.

Независимыми источниками оперативного тока служат аккумуляторные батареи, но применение их очень существенно усложняет оборудование и обслуживание, поэтому такие источники применяются лишь на крупных и особо ответственных объектах.

Почти независимым источником оперативного тока являются конденсаторные батареи емкостью 25—500 мкФ на напряжение до 400 В. Во время нормальной работы установки конденсаторы заряжаются от трансформаторов напряжения через выпрямители. Затем они могут удерживать необходимый заряд в течение нескольких часов. При срабатывании защиты они обеспечивают необходимый оперативный ток на время, вполне достаточное для срабатывания всех видов защиты. Весьма ценно, что конденсаторы в таких условиях обеспечивают срабатывание защиты при полном исчезновении напряжения в питающей их сети переменного тока.

17.6. КОНТАКТОРЫ, МАГНИТНЫЕ ПУСКАТЕЛИ И КОНТРОЛЛЕРЫ

По существу *контактор* подобен реле, так как он представляет собой электромагнитный выключатель, приходящий в действие при замыкании или размыкании цепи оперативного тока. Но в отличие от реле контакторы рассчитываются на коммутирование больших токов, иногда при относительно высоком напряжении. Они применяются для управления мощными приемниками электроэнергии — крупными электродвигателями, нагревательными устройствами и т. п. Таким образом, контакторы являются реле прямого действия и их электромагниты должны иметь большие значения хода и силы тяги.

Управление контактором осуществляется посредством оперативного тока вспомогательной цепи, причем это управление может выполняться простым нажимом одной кнопки в цепи оперативного тока (кнопочное управление).

На рис. 17.13 показано устройство электромагнитного контактора постоянного тока. Под действием оперативного (вспомогательного) тока в катушке *1* контактора к ее сердечнику *2* притягивается стальной якорь *3*; последний, поворачиваясь вокруг оси *4*, замыкает главные контакты *5* в цепи рабочего тока. Пружина *6* обеспечивает

хороший нажим подвижного контакта. Главная цепь присоединена к зажимам *7* цепи рабочего тока и содержит главные контакты, соединительный гибкий провод *8* и катушку магнитного дутья *9*. Магнитным дутьем называется растягивание дуги между главными контактами под действием внешнего магнитного поля для ускорения ее гашения.

Рассматриваемый контактор помимо главной цепи замыкает также контакты *10* в цепи оперативного тока — так называемые *вспомогательные контакты*, служащие для выполнения вспомогательных операций управления. Контактор переменного тока входит как составная часть в *магнитный пускатель*. Последний представляет собой комплектное устройство управления, состоящее из одного или нескольких электромагнитных контакторов, тепловых реле и кнопок управления. На рис. 17.14 показана схема магнитного нереверсивного пускателя переменного тока. Управление пускателем осуществляется с помощью двух кнопок — *Пуск* и *Стоп*, находящихся вне ящика пускателя. При нажатии кнопки *Пуск* замыкается цепь оперативного тока — от провода фазы *А* сети через контакты *4* одного теплового реле *5*, через катушку *1* контактора, через контакты *4* второго теплового реле *5*, через контакты кнопок *Пуск* и *Стоп* к проводу *С* сети. Под действием оперативного тока снабженный катушкой *1* электромагнит трехполюсного контактора притянет подвижный якорь. С последним жестко соединены главные подвижные *2* (образующие двукратный разрыв цепи главного тока в каждой фазе) и вспомогательные *3* контакты в цепи оперативного тока. Двигатель будет пущен в ход, когда замкнутся все эти контакты.

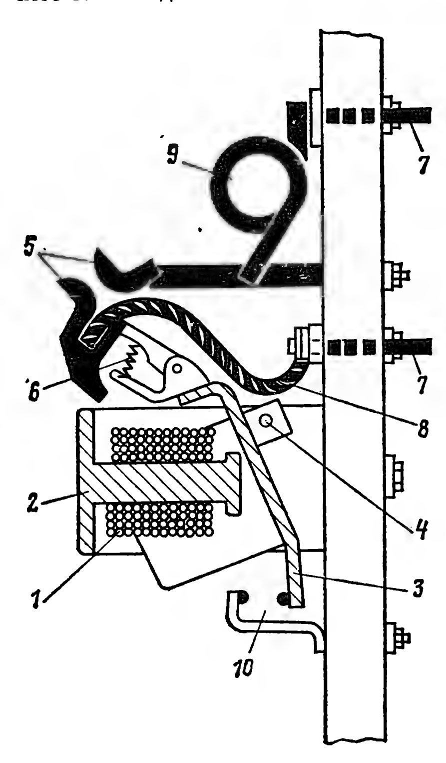


Рис. 17.13.

Замыкание вспомогательных контактов *3* нужно для того, чтобы замкнуть цепь оперативного тока помимо контактов кнопки *Пуск* и, таким образом, предупредить размыкание оперативного тока, когда кнопка *Пуск* после нажатия возвратится в исходное положение.

При нажатии кнопки *Стоп* размыкается цепь оперативного тока через катушку *1* контактора, отпадает якорь, а главные контакты *2* под действием пружин размыкаются; двигатель останавливается.

Защита двигателя от перегрузок в магнитном пускателе обеспечивается двумя тепловыми реле *5* с биметаллическими элементами (см. рис. 17.6).

Вследствие значительной тепловой инерции тепловые реле не обеспечивают защиту от токов короткого замыкания, поэтому для защиты от внезапных коротких замыканий в цепи главного тока должны быть установлены плавкие предохранители *6*.

Контроллеры представляют собой коммутационные аппараты, дающие возможность простым поворотом ручки или маховичка не только включать и выключать электрические цепи, но и производить сложные переключения элементов схемы управления электрических машин и аппаратов (например, пуск в ход, регулирование частоты вращения, реверсирование, торможение). Применение контроллера чрезвычайно упрощает работу обслуживающего персонала (водителя электровоза, рабочего у станка). Весьма наглядно устройство *барабанного контроллера* (рис. 17.15). На изолированном вращающемся валу *1* такого контроллера укреплены имеющие различную длину сегменты *2* (отрезки медных колец). Сегменты служат подвижными кон-

тактами, причем имеются отдельные сегменты на различные углы по отношению друг к другу. Некоторые сегменты электрически соединены между собой. Неподвижные контакты контроллера, так называемые контактные пальцы *3*, укреплены на неподвижном изолированном основании *4*. Каждому контактному пальцу соответствует определенный сегмент на вращающейся части.

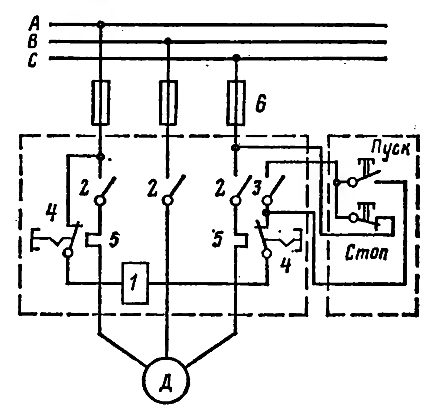


Рис. 17.14.

Контактные пальцы изолированы друг от друга, и к ним подведены провода, соединяющие контроллер с управляемой установкой. При поворачивании вала *1* сегменты *2* в определенной последовательности соприкасаются с контактными кольцами *3*, и таким путем осуществляются необходимые переключения в управляемых электрических цепях установки.

На рис. 17.16 показана развернутая на плоскости схема применения контроллера для управления двигателем постоянного тока с последовательным возбуждением. Здесь неподвижные контактные пальцы (*3* на рис. 17.15) изображены в виде вертикального ряда кружков *1—10*. Штриховой прямоугольник *Б* заключает в себе развернутую на плоскость схему барабана контроллера; полоски изображают контактные сегменты барабана. Барабан контроллера имеет семь различных положений: *I*, *II*, *III*, *0*, *III'*, *II'*, *I'*. В исходном положении барабана *0* двигатель выключен, так как все контактные пальцы касаются лишь изолированной поверхности барабана. Повороту барабана в положение *I* на схеме соответствует совмещение вертикальной линии *I* со столбцом контактных пальцев. В этих условиях цепь тока замкнута через последовательную обмотку возбуждения двигателя, катушку магнитного дутья *S* (служащую для гашения дуги между подвижными и неподвижными контактами контроллера), контактный палец *1*, обе части пускового реостата $r_п$, палец *3*, два сегмента барабана, палец *4*, щетку *А* в якорь двигателя *Д*, щетку *В*, палец *7*, два сегмента барабана и палец *6*.

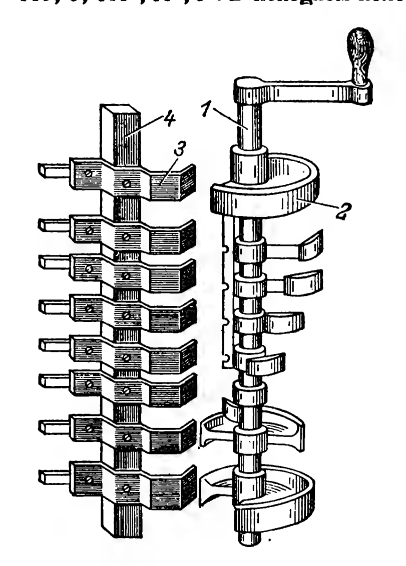


Рис. 17.15.

Легко проследить, что поворотом барабана в положение *II* его сегменты закорачивают половину реостата $r_п$. В положении *III* барабана реостат $r_п$ весь закорочен и, следовательно, на выводы двигателя подано полное напряжение сети.

Если повернуть барабан из положения *0* в противоположную сторону, т. е. в положение *I'*, то направление тока в якоре изменится по отношению к его направлению при положениях *I—III* и якорь начнет вращаться в противоположном направлении.

Если реостат $r_п$ рассчитан на длительную нагрузку рабочим током двигателя, то с помощью контроллера можно также регулировать частоту вращения двигателя.

Барабанный контроллер может безотказно работать лишь при небольшом числе включений в час. Значительно лучше работает *кулачковый контроллер* (командоконтроллер). Основной его деталью является коммутирующее устройство кулачкового типа — кулачковый контакторный элемент. Схема подобного устройства, коммутирующего две цепи, показана на рис. 17.17. Здесь на управляющем валу *1* укреплены

управляющие изоляционные кулачки *2*. Две пружины *3* создают необходимое давление подвижных контактов *5* мостикового типа на неподвижные контакты *4*, укрепленные на изолирующей плите *6*. При повороте вала выступ кулачка давит на ролик *7* и при посредстве последнего отжимает подвижные контакты и размыкает управляемую цепь в двух местах. Когда же при повороте вала выступ кулачка отходит от ро-

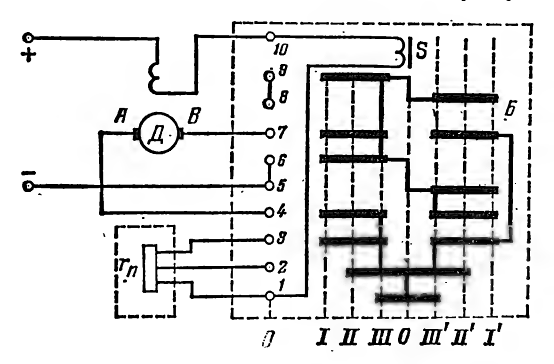


Рис. 17.16.

лика, пружина *8* поворачивает рычаг, несущий подвижные контакты, и цепь замыкается.

Вдоль вала контроллера может быть размещено значительное число таких контакторных элементов, что дает возможность одновременно регулировать работу многих цепей (например, 12 в контроллерах промышленных электровозов). Чтобы упростить понимание сложных схем управления, составляется контроллерная диаграмма, которая показывает последовательность включения контакторных элементов (рис.

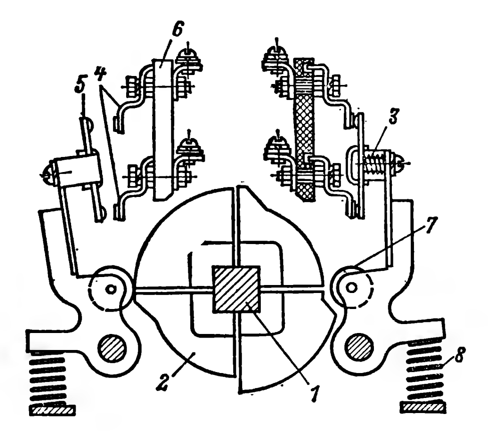


Рис. 17.17.

Контроллерная диаграмма управления двигателем

№ контактов	Вперед I	Вперед II	Вперед III	0	Назад III'	Назад II'	Назад I'
1				×			
2	×	×	×		×	×	×
3					×	×	×
4	×	×	×				
5	×	×				×	×
6	×						×

Рис. 17.18.

17.18). В ней по вертикали указаны номера контактов, а по горизонтали — положения вала контроллера и состояние контактов. Если при данном положении вала контакт замкнут, то против него стоит крестик, если он разомкнут, то в диаграмме против него остается пустое место.

В цепях управления электродвигателями, в особенности при автоматизации управления, существенное значение имеют выключатели, срабатывающие (отключающие, включающие и переключающие), когда приводимый двигателем механизм поворачивается или перемещается на определенное расстояние.

Концевой выключатель разрывает главную цепь или цепь управления двигателя в результате нажима управляющего упора (кулачка). Эти выключатели имеют особо важное значение в подъемных устройствах.

Путевые выключатели коммутируют электрические цепи под воздействием управляющих упоров (кулачков), когда контролируемый объект проходит определенные точки своего пути.

По существу это варианты кулачковых командоаппаратов, в ряде случаев существенно упрощенные.

Описанная здесь аппаратура представляет собой лишь относительно простые примеры подобных устройств. В настоящее время электротехническая аппаратура в большинстве своем узко специализирована, т. е. приспособлена к особенностям условий и требований отдельных отраслей промышленности (горного электрооборудования, электрооборудования металлорежущих станков, электрооборудования строительных площадок и т. д.). Подобное оборудование изучается в специальных курсах. Одна из задач нашей книги — подготовка учащихся к слушанию этих курсов.

17.7. ПОНЯТИЕ О СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Электрическая энергия, вырабатываемая на электростанциях большой мощности, подводится к достаточно удаленным потребителям по линиям передачи высокого напряжения 35—750 кВ. Так как распределительная сеть потребителя (городская)

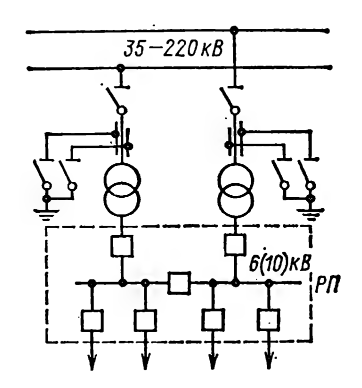



Рис. 17.19.

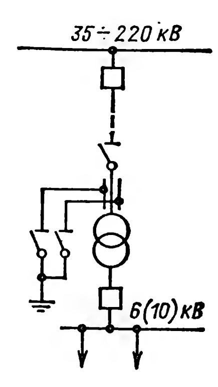


Рис. 17.20.

имеет напряжение 6(10) кВ, то для понижения напряжения линий передач служит *главная понижающая подстанция* (рис. 17.19). Понижающая подстанция содержит понижающие трансформаторы, которые подключаются к линиям передач через выключатели и разъединители; на выводах высшего напряжения трансформаторов устанавливаются короткозамыкатели. Последние необходимы при проведении ремонтных работ и профилактических осмотров.

К выводам низшего напряжения трансформаторов 6(10) кВ подключается *распределительный пункт РП*, содержащий секционированные общие шины, к которым через выключатели подключаются отдельные потребители. Распределительные пункты устанавливаются и в других частях сети, где не требуется трансформация напряжения.

Так как большинство приемников электроэнергии рассчитано для работы в сетях с напряжением ниже 1000 В, то в непосредственной близости от приемников располагают *трансформаторные подстанции*. Они содержат понижающие трансформаторы и различного рода коммутационную аппаратуру.

Для снабжения электроэнергией крупных промышленных предприятий от магистральных линий передач используется схема *глубокого ввода*. В этом случае понижающая подстанция устанавливается на территории предприятия и через трансформаторы связана с линиями глубокого ввода (рис. 17.20).

Распределительные сети по своей структуре можно классифицировать как *радиальные* (рис. 17.21, *а*), *магистральные* (рис. 17.21, *б*) и *смешанные*. Использование той или иной структуры сети зависит от степени важности потребителя, по которой они делятся на три категории. Наиболее ответственной является первая категория потребителей, наименее ответственной — третья.

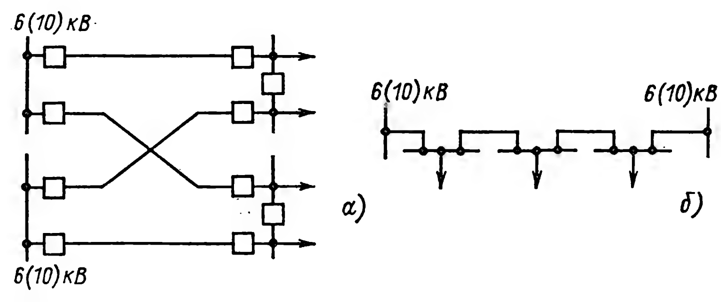


Рис. 17.21.

Радиальная структура распределительной сети с резервированием питания потребителей от двух источников энергии может быть использована для потребителей первой категории. Более упрощенные варианты радиальной сети используются для менее ответственных потребителей. То же можно сказать о магистральной и смешанной структурах распределительных сетей.

СПИСОК ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Атабеков Г. И.** Теоретические основы электротехники. Ч. I. Линейные электрические цепи. М.: Энергия, 1978. 592 с.

2. **Бессонов Л. А.** Теоретические основы электротехники. М.: Высшая школа, 1978. В 2-х томах, М.: Высшая школа, 1978. 528 и 231 с.

3. **Основы** теории цепей/Г. В. Зевеке, П. А. Ионкин, А. В. Нетушил, С. В. Страхов. М.: Энергия, 1975. 752 с.

4. **Нейман Л. Р., Демирчан К. С.** Теоретические основы электротехники. Л.: Энергия, 1981. 536, 416 с.

5. **Теоретические** основы электротехники. В 2-х томах / Под ред. П. А. Ионкина. М.: Высшая школа, 1976. 544, 383 с.

6. **Электрические** измерения / Под ред. А. В. Фремке. М.: Энергия, 1980. 424 с.

7. **Электрические** измерения / Под ред. Е. Г. Шрамкова. Л.: Энергия, 1973. 520 с.

8. **Вольдек А. И.** Электрические машины. Л.: Энергия, 1978. 840 с.

9. **Иванов-Смоленский А. В.** Электрические машины. М.: Энергия, 1980. 928 с.

10. **Чиликин М. Г., Сандлер А. С.** Общий курс электропривода. М.: Энергоиздат, 1981. 576 с.

11. **Чунихин А. А.** Электрические аппараты. М.: Энергия, 1975. 647 с.

ПРЕДМЕТНЫЙ УКАЗАТЕЛЬ

Н

О

П

Р

С

ОГЛАВЛЕНИЕ